

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra Elektroniky

Modernizace laboratorních úloh předmětu
Výkonové spínací prvky

Modernization of laboratory experiments
of Power Switching Devices

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární
prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal

Na tomto místě bych chtěl poděkovat Ing. Tomáši Pavelkovi Ph.D. za odbornou pomoc a názory při vypracovávání této diplomové práce.

Abstrakt:

Předmětem vypracování této diplomové práce je popsání základních statických a dynamických vlastností výkonových tranzistorů, principů spínání výkonových tranzistorů a rozborů odlišností mezi bipolárními tranzistory, unipolárními tranzistory a IGBT tranzistory. V další části se tato práce zabývá návrhem a popisem principu funkce laboratorního stanoviště pro měření statických a dynamických parametrů zmíněných tranzistorů s následným ověřením funkčnosti přípravku pro měření výkonových spínacích tranzistorů. V poslední kapitole jsou popsány postupy měření statických a dynamických parametrů výkonových spínacích tranzistorů.

Klíčová slova:

bipolární tranzistor, MOSFET tranzistor, IGBT tranzistor, doba zapnutí, doba vypnutí, statické charakteristiky, dynamické charakteristiky, náboj řídící elektrody

Abstrakt:

The subject of the elaboration of this diploma thesis is describing the basic static and dynamic characteristics of power transistors, power transistors switching principles and analysis of the differences among the bipolar transistors, unipolar transistors and IGBT. The next part of this thesis deals with the design and description of the principle functions of the laboratory station for measurement static and dynamic parameters of these transistors with subsequent verification of the functionality of the measurement of power switching transistors. The last chapter describes procedures for measuring static and dynamic parameters of power switching transistors.

Key words:

bipolar transistor, MOSFET transistor, IGBT transistor, time on, time off, static characteristics, dynamic characteristics, charge gate electrodes

Seznam použitých zkratk a symbolů:

B		báze-vstupní elektroda bipolárního tranzistoru
C		kolektor- výstupní elektroda bipolárního a IGBT tranzistoru
C_{DS}	[F]	parazitní kapacita MOSFET a IGBT tranzistoru mezi elektrodami D a S
C_{GS}	[F]	parazitní kapacita MOSFET a IGBT tranzistoru mezi elektrodami G a S
C_{GD}	[F]	parazitní kapacita MOSFET a IGBT tranzistoru mezi elektrodami G a D
C_{iss}	[F]	vstupní kapacita MOSFET a IGBT
C_{oss}	[F]	výstupní kapacita MOSFET a IGBT
D		drain - výstupní elektroda MOSFET tranzistoru
DPS		deska plošných spojů
E		emitor - výstupní elektroda bipolárního a IGBT tranzistoru
FBSOA		dovolená pracovní oblast bipolárního tranzistoru s kladně polarizovaným přechodem báze – emitor ve vypnutém stavu
G		řídící elektroda (hradlo) MOSFET a IGBT tranzistoru
g_{fs}	[S]	přenosová strmost MOSFET a IGBT tranzistoru
h_{21E}		statický proudový zesilovací činitel v zapojení SE
h_{21e}		dynamický proudový zesilovací činitel v zapojení SE
h_{21b}		dynamický proudový zesilovací činitel v zapojení SB
J_1		přechod PN mezi emitorem a bází bipolárního tranzistoru
J_2		přechod PN mezi kolektorem a bází bipolárního tranzistoru
I_B	[A]	proud báze
I_{Bk}	[A]	komutační záporný proud báze
I_C	[A]	proud kolektoru
I_{Cmax}	[A]	maximální dovolený proud kolektoru
I_{CMmax}	[A]	maximální dovolený proud kolektoru v impulsní režimu
I_{CE0}	[A]	proud tekoucí vypnutým bipolárním a IGBT tranzistorem
I_{CER}	[A]	proud tekoucí vypnutým bipolárním tranzistorem s rezistorem zapojeným mezi bází a emitorem
I_D	[A]	proud drainu
I_E	[A]	proud emitoru
I_{V0}	[A]	proud nulovou (zpětnou) diodou
k_s		činitel nasycení bipolárního tranzistoru
mp		mezní přímka
ms		mez saturace bipolárního tranzistoru
Q_g	[C]	náboj řídící elektrody
Q_{rr}	[C]	závěrný zotavovací náboj diody
P_{max}	[W]	maximální ztrátový výkon
P_{Mmax}	[W]	maximální ztrátový výkon v impulsním režimu
RBSOA		dovolená pracovní oblast bipolárního tranzistoru se záporně polarizovaným přechodem báze – emitor ve vypnutém stavu
P_{TOT}	[W]	totální ztrátový výkon
$R_{th\ c-h}$	[K/W]	tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem
$R_{th\ j-c}$	[K/W]	tepelný odpor mezi přechodem a pouzdrem
$R_{th\ h-a}$	[K/W]	tepelný odpor mezi chladičem a okolím
S		source - výstupní elektroda MOSFET tranzistoru
SB		zapojení bipolárního tranzistoru se společnou bází
SC		zapojení bipolárního tranzistoru se společným kolektorem
SE		zapojení bipolárního tranzistoru se společným emitorem
SOA		dovolená pracovní oblast obecně
T_C	[°C]	teplota pouzdra
t_d	[s]	doba zpoždění bipolárního tranzistoru
$t_{d(on)}$	[s]	doba zpoždění při zapnutí MOSFET a IGBT tranzistoru
$t_{d(off)}$	[s]	doba zpoždění při vypnutí MOSFET a IGBT tranzistoru

T_j	[°C]	teplota přechodu
t_{off}	[s]	doba vypnutí
t_{on}	[s]	doba zapnutí
t_f	[s]	doba poklesu
t_r	[s]	doba nárůstu
t_{rr}	[s]	doba zotavení diody
t_s	[s]	doba přesahu bipolárního tranzistoru
U_{BE}	[V]	napětí mezi bází a emitorem bipolárního tranzistoru
U_{BE0max}	[V]	maximální záporné napětí mezi bází a emitorem vypnutého bipolárního tranzistoru
$U_{\text{BR(CE)}}$	[V]	průrazné napětí mezi kolektorem a emitorem bipolárního a IGBT tranzistoru
$U_{\text{BR(DS)}}$	[V]	průrazné napětí mezi elektrodami drain a source MOSFET tranzistoru
U_{CB}	[V]	napětí mezi kolektorem a bází bipolárního
U_{CE}	[V]	napětí mezi kolektorem a emitorem bipolárního a IGBT tranzistoru
U_{CE0}	[V]	napětí mezi kolektorem a emitorem vypnutého bipolárního tranzistoru
U_{CER}	[V]	napětí mezi kolektorem a emitorem vypnutého bipolárního tranzistoru s rezistorem mezi bází a emitorem
U_{CES}	[V]	napětí mezi kolektorem a emitorem vypnutého bipolárního tranzistoru se zkratovaným emitorem a bází
U_{CESAT}	[V]	saturační napětí bipolárního a IGBT tranzistoru
U_{CEU}	[V]	napětí mezi kolektorem a emitorem vypnutého bipolárního tranzistoru se záporným napětí mezi emitorem a bází
U_{GE}	[V]	napětí řídicí elektrody IGBT tranzistoru
$U_{\text{GE(th)}}$	[V]	prahové napětí řídicí elektrody IGBT tranzistoru
U_{GS}	[V]	napětí řídicí elektrody MOSFET tranzistoru
$U_{\text{GS(th)}}$	[V]	prahové napětí řídicí elektrody MOSFET tranzistoru
U_{TO}	[V]	prahové napětí diody
VA char.		voltampérové charakteristiky
$Z_{\text{th j-c}}$	[K/W]	tepelný impedance mezi přechodem a pouzdem

Obsah:

1. Úvod	8
2. Bipolární tranzistor.....	9
2.1. Základní vlastnosti a princip.....	9
2.2. Statické parametry.....	10
2.2.1. Voltampérové charakteristiky.....	10
2.2.2. Statický proudový zesilovací činitel h_{21E}	12
2.2.3. Napěťová zatížitelnost	13
2.3. Dynamické parametry.....	15
2.4. Dovolená pracovní oblast a výkonové ztráty.....	18
3. Unipolární tranzistory.....	20
4. MOSFET tranzistor	21
4.1. Základní vlastnosti a princip.....	21
4.2. Statické parametry.....	23
4.2.1. Výstupní a převodní charakteristiky.....	23
4.2.2. Přenosová strmost g_{fs}	24
4.2.3. Odpor v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$ a průrazné napětí $U_{BR(DS)}$	24
4.3. Dynamické parametry.....	25
4.4. Dovolená pracovní oblast	27
4.5. Inverzní dioda	27
5. IGBT tranzistor.....	29
5.1. Základní vlastnosti a princip.....	29
5.2. Statické parametry.....	29
5.2.1. Výstupní a převodní charakteristiky.....	30
5.2.2. Přenosová strmost g_{fs}	31
5.3. Dynamické parametry.....	31
5.4. Dovolená pracovní oblast	33
6. Měřicí stanoviště.....	34
6.1. Mechanická konstrukce.....	34
6.2. Schéma zapojení měřicího stanoviště a návrh obvodových prvků.....	35
6.2.1. Výkonová část.....	35
6.2.2. Řídící část.....	36
6.2.3. Napájecí zdroj řídící části	40
7. Kontrolní měření.....	43
7.1. Měření statických parametrů.....	43
7.1.1. Měření statických parametrů bipolárního tranzistoru.....	43
7.1.2. Měření statických parametrů MOSFET tranzistoru.....	45
7.1.3. Měření statických parametrů IGBT tranzistoru.....	47
7.2. Měření dynamických parametrů.....	48
7.2.1. Měření dynamických parametrů bipolárního tranzistoru.....	49
7.2.2. Měření dynamických parametrů MOSFET tranzistoru.....	49
7.2.3. Měření dynamických parametrů IGBT tranzistoru.....	51
7.2.4. Měření dynamických parametrů nulové diody.....	51
8. Závěr.....	52

1. Úvod

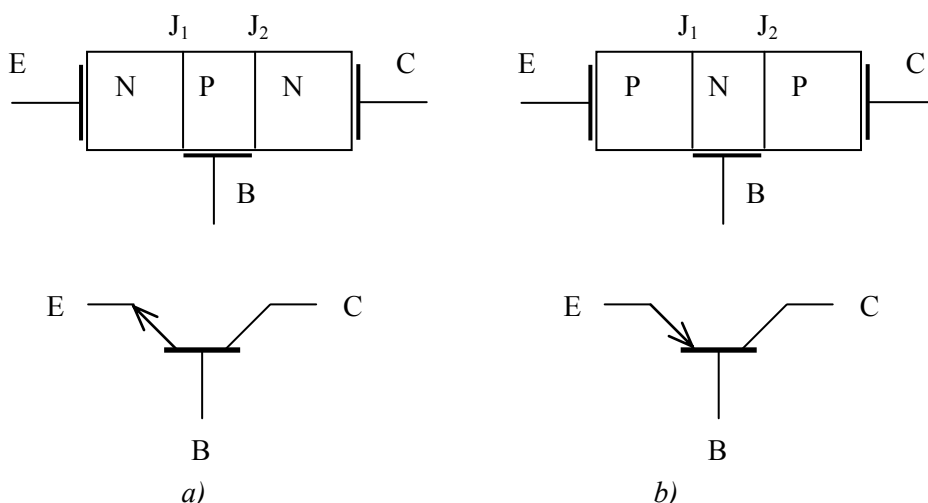
V moderních polovodičových měničích se často vyskytují na místě spínače výkonové tranzistory. Výkonové tranzistory jsme schopni zapínat i vypínat, proto se používají u měničů s vlastní komutací. Nejčastěji se setkáváme s výkonovými tranzistory u nepřímých měničů kmitočtu, ale jejich uplatnění se najde v různých aplikacích. Nejprve se jako tranzistorový spínač používaly bipolární tranzistory. Tyto tranzistory se vyznačovaly možností velkého proudového zatížení a mohly pracovat i na vysokých napětích, kde byly schopny udržet napětí U_{CE0} na hodnotách až 1200 V. Ovšem jejich velkou nevýhodou je výkonová náročnost budících obvodů. Bipolární tranzistor pro svou správnou funkci potřebuje z budících obvodů dodávat značně velké proudy po celou dobu sepnutí. To sebou přinášelo nemalé problémy dimenzování budičů a jejich chlazení. Další nevýhodou bipolárních tranzistorů je nevhodnost sériového a paralelního spojování.

Nástupci bipolárních tranzistorů jsou výkonové tranzistory MOSFET. Jedná se o unipolární tranzistory, které jsou řízeny elektrickým polem. V dnešní době se jedná o nejrozšířenější spínací prvek v polovodičové technice. Jejich velkou výhodou je, že jsou řízeny elektrickým polem, a proto budiče nejsou tak výkonově náročné jako u bipolárních tranzistorů. Napěťová zatížitelnost MOSFET tranzistorů je nižší, než u bipolárních tranzistorů a platí, že se zvyšující napěťovou zatížitelností klesá proudová zatížitelnost. Tento problém se však podařilo odstranit vývojem nejmodernějších tranzistorových součástek IGBT. Tranzistory IGBT jsou v podstatě spojení nejlepších vlastností unipolárních tranzistorů a bipolárních tranzistorů. Unipolární část IGBT tranzistoru je na vstupu, proto je říditelný elektrickým polem. Výkonová část IGBT tranzistoru je tvořena bipolární strukturou a dosahujeme tak velkých hodnot napěťového a proudového zatížení. Například špičkové IGBT tranzistory od firmy ABB jsou schopny pracovat na napětích až 1,7 kV a prouděch 3,6 kA nebo 6,5 kV a 750 A. Vzhledem k tomu, že spínání tranzistorů MOSFET a IGBT je prováděno elektrickým polem a jejich zapínací a vypínací časy se pohybují maximálně v jednotkách μs , mohou být provozovány tyto tranzistory na spínací frekvenci až v desítkách kHz.

Pro nastínění a pochopení problematiky dynamických a statických parametrů výkonových tranzistorů, bylo vytvořeno v rámci této práce laboratorní stanoviště pro měření těchto parametrů. Je jasné, že ve školních laboratořích nelze pracovat na obrovských výkonech. Měřicí stanoviště pracuje na napětí desítek voltů a prouděch v jednotkách ampér, což pro zobrazení zapínacích a vypínacích dějů a ověření katalogových údajů jednotlivých typů tranzistorů bude dostačující.

2. Bipolární tranzistor

Jedná se o třívrstvou polovodičovou součástku s dvěma přechody (J_1, J_2), jak je vidět na Obr. 2.1.. Na vedení proudu sepnutého tranzistoru se podílejí oba typy volných nosičů. Elektrody vyvedeny z pouzdra se nazývají bází B, emitorem E a kolektorem C. Bipolární tranzistory jsou buďto typu NPN nebo PNP. U bipolárních tranzistorů jsou známy celkem tři možné konfigurace zapojení. Zapojení se společným emitorem SE, zapojení se společnou bází SB a zapojení se společným kolektorem SC.



Obr. 2.1. Struktura bipolárního tranzistoru a schématická značka

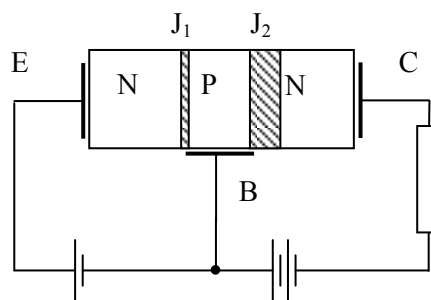
a) tranzistor typu NPN

b) tranzistor typu PNP

Ve výkonové elektronice se využívá zejména zapojení SE, které je pro spínací účely nejvhodnější. V tomto zapojení je společnou elektrodou emitor. Výstupními elektrodami, kterými teče spínaný proud, jsou kolektor a emitor. Vstupními elektrodami, které slouží pro řízení zapínání a vypínání jsou báze a emitor. Nejčastěji se vyskytují v aplikacích výkonové spínací tranzistory typu NPN, proto bude následně věnována pozornost jen těmto typům. [1]

2.1. Základní vlastnosti a princip

Pro pochopení principu a fyzikálních pochodů v tranzistoru je nejvhodnější zapojení se společnou bází, jak je naznačeno na Obr. 2.2... Na přechodu J_1 přejde difúzí část volných elektronů z polovodiče N do polovodiče typu P, kde rekombinují, totéž platí pro díry, které přejdou z polovodiče P do vrstvy N. V okolí rozhraní PN tedy vznikne úzká oblast prostorového náboje tvořená v oblasti N ionizovanými donory (příměs pěti mocného prvku) a v oblasti P ionizovanými akceptory (příměs tří mocného prvku), která brání dalšímu difúznímu toku. V rovnovážném stavu se tedy na přechodu J_1 vytvoří silné zabudované elektrické pole, které je zbaveno volných nosičů. Označujeme



Obr. 2.2. Zapojení SB

ho tzv. „oblastí prostorového náboje“ (na *Obr. 2.2.* šrafovaná oblast). Přivedením napětí v propustném směru se zabudované elektrické pole zeslabí a přechodem můžou procházet majoritní (většinové) nosiče. Nosiče náboje proudí přes přechod do míst, kde jsou v menší koncentraci. Dochází ke vstřikování - injekci nosičů. Přechod J_2 je polarizován závěrně. Vlivem vnitřního elektrického pole jsou díry odsáty do oblasti P a volné elektrony do oblasti N, tím dojde k rozšíření prostorového náboje. Jak již bylo dříve uvedeno, do oblasti P jsou z emitoru injektovány volné elektrony, které difundují k přechodu J_2 . Zde jsou odsáty vlivem elektrického pole do oblasti N, tedy do kolektoru a mezi emitorem a kolektorem teče proud. Proud tekoucí propustně polarizovaným přechodem J_1 označovaný I_E vzniká částečně rekombinujícími elektrony injektovanými z oblasti emitoru a proudem tekoucím kolektorem I_C . Díry, které rekombinují volné elektrony, jsou dodávány proudem báze I_B . Statický proudový zesilovací činitel zapojení SB h_{21B} je dle vztahu (2.1.)

$$h_{21B} = \frac{I_C}{I_E} \quad (2.1)$$

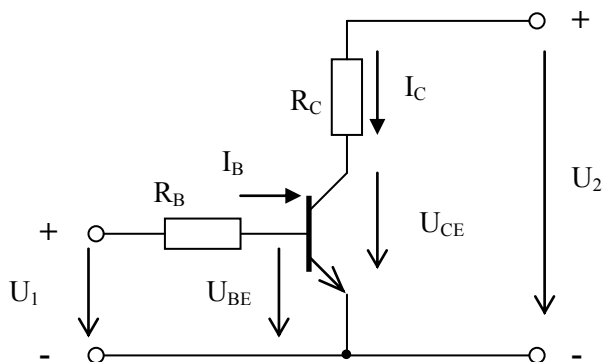
Tento statický proudový zesilovací činitel je v zapojení SB malý, proto pro spínací účely je toto zapojení nevhodné. Nejvyšších hodnot proudového a výkonového zesílení dosahujeme v zapojení tranzistoru se společným emitorem SE (*Obr. 2.3.*) [1], [2]

2.2. Statické parametry

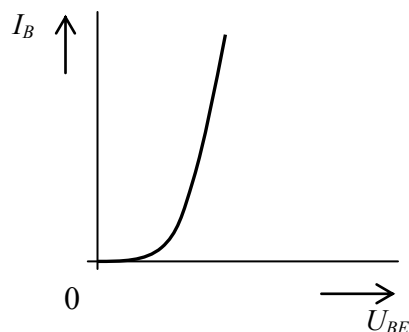
Jak bylo výše uvedeno, pro spínací účely ve výkonové elektronice se používá výhradně zapojení se společným emitorem SE, proto budou následně rozebírány statické parametry pro tuto konfiguraci. Mezi nejdůležitější statické parametry patří vstupní a výstupní statické VA charakteristiky, statický proudový zesilovací činitel, napěťová zatížitelnost, saturační napětí, proudová zatížitelnost a v neposlední řadě dovolená pracovní oblast, která vychází z napěťové a proudové zatížitelnosti.

2.2.1. Voltampérové charakteristiky

Mezi voltampérové charakteristiky patří vstupní a výstupní charakteristiky bipolárního tranzistoru. Často se ještě setkáváme s převodní charakteristikou, kde je vynesena závislost proudu kolektoru I_C na proudu báze I_B pro určitou konstantní hodnotu U_{CE} (*Obr. 2.5.*). Obvykle se udává jen jedna z převodních charakteristik, neboť proud I_C je na parametru U_{CE} závislý nepatrně. Z převodní charakteristiky lze pro proud I_C odečíst hodnotu proudu I_B , který je nutné dodat pro vybuzení tranzistoru tak, aby napětí mezi kolektorem a emitorem odpovídalo požadovanému napětí U_{CE} . Vstupní charakteristika (*Obr. 2.4.*) udává závislost vstupních veličin, tedy proudu báze I_B a napětí U_{BE} na propustně polovaném přechodu J_1 . Tato charakteristika se podobá voltampérové charakteristice diody, z čehož plyne, že vstupní odpor v zapojení SE bipolárního tranzistoru je velmi malý.

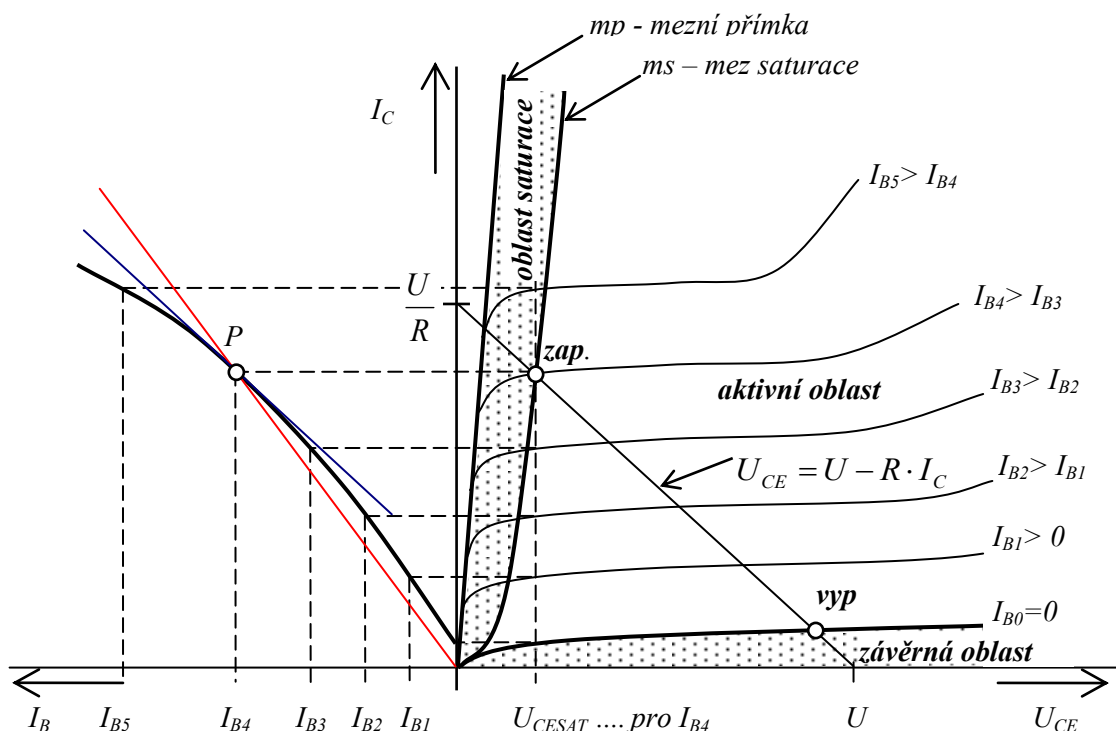


Obr. 2.3. Zapojení bipolárního tranzistoru (SE)



Obr. 2.4. Vstupní charakteristika bipolárního tranzistoru v zapojení (SE)

Velký význam mají výstupní charakteristiky (Obr. 2.5.), které zobrazují vzájemnou závislost mezi napětím U_{CE} a proudem kolektoru I_C při konstantních hodnotách vstupního proudu I_B .



Obr. 2.5. Výstupní a převodní charakteristiky bipolárního tranzistoru v zapojení SE

Ve výstupních charakteristikách je vynesena i zatěžovací přímka $U_{CE} = U - R \cdot I_C$. V místech, kde zatěžovací přímka protíná výstupní charakteristiky, jsou pracovní body, neboli hodnoty proudu I_C a napětí U_{CE} při zátěži R a napájecím napětí U , které odpovídají nastavené hodnotě proudu I_B . Z toho lze usoudit, že hodnotou (velikostí) kladného proudu I_B jsme schopni řídit při zadaném U_{CE} proud tekoucí zátěží a kolektorem.

Tranzistor se může při své činnosti nacházet ve třech oblastech, **závěrná oblast**, **aktivní oblast** a **oblast saturace**. Pokud se pracovní bod nachází v závěrné oblasti, do níž patří i charakteristika s proudem $I_B=0$ je tranzistor vypnut (na Obr. 2.5. bod **vyp.**). Tranzistorem a zátěží teče jen nepatrný

závěrný zbytkový proud kolektoru I_{CE0} a na tranzistoru je závěrné napětí U_{CE0} . Hodnoty I_{CE0} a U_{CE0} jsme schopni značně ovlivnit způsobem zapojení báze v rozepnutém stavu (viz. kapitola 2.2.3.).

V aktivní oblasti se tranzistor určený pro spínací účely pohybuje jen v přechodových stavech mezi zapnutím a vypnutím, nebo naopak mezi vypnutím a zapnutím. V této oblasti je napětí $U_{CE} > U_{BE}$. Aktivní oblast se využívá při činnosti tranzistoru v zesilovačích.

Oblast saturace se nachází mezi tzv. mezní přímkou mp a mezi saturace ms . Mezní přímka udává dosažitelné nejmenší možné napětí U_{CE} pro určitý proud I_C . Zvyšováním budícího proudu I_B nemá již za následek snižování napětí U_{CE} , ale tranzistor pracuje v přesyceném stavu. Mez saturace ms patří ještě do oblasti saturace. Této mezi odpovídá podmínka $U_{CE} = U_{BE}$, nebo taky $U_{CB} = 0$. Obecně platí, že pokud se pracovní bod nachází v oblasti saturace (na Obr. 2.5. bod **zap.**) je tranzistor zapnut a platí, že napětí $U_{CE} < U_{BE}$. Vzhledem ke vzniklým ztrátám na sepnutém tranzistoru, které se mění v teplo, je nejvýhodnější provozovat sepnutý tranzistor v oblasti saturace. Tranzistor, který pracuje v oblasti saturace, je v nasyceném stavu (plně sepnut) a mezi kolektorem a emitorem vzniká úbytek napětí označovaný jako saturační napětí U_{CESAT} . Stejně tak je udáváno i saturační napětí mezi bází a emitorem U_{BESAT} . Saturační napětí je jeden z nejdůležitějších parametrů výkonových spínacích tranzistorů a v katalogových údajích je uváděn pro jednu nebo více hodnot proudu I_C a odpovídajícímu proudu I_B . Velikost saturačních napětí U_{CESAT} a U_{BESAT} se zvyšující se hodnotou kolektorovým proudem I_C roste, naopak s rostoucím proudem báze I_B saturační napětí U_{CESAT} klesá, dokud nedosáhne mezní přímky. Pak zůstává stejné. Prudký nárůst U_{CESAT} s rostoucím kolektorovým proudem, který je v saturační oblasti určen zátěží a při daném statickém proudovém zesílení je možné vyhodnocovat a využít pro nadproudové ochrany tranzistoru.

Zatěžovací přímka vynesená ve výstupních charakteristikách pro danou zátěž R a napájecí napětí U názorně zobrazuje nejvhodnější provozování tranzistoru. Z charakteristik je vidět, že pro dosažení saturačního napětí U_{CESAT} (na Obr. 2.5. bod **zap.**) je potřeba dodat budící proud do báze I_{B4} . [1], [3]

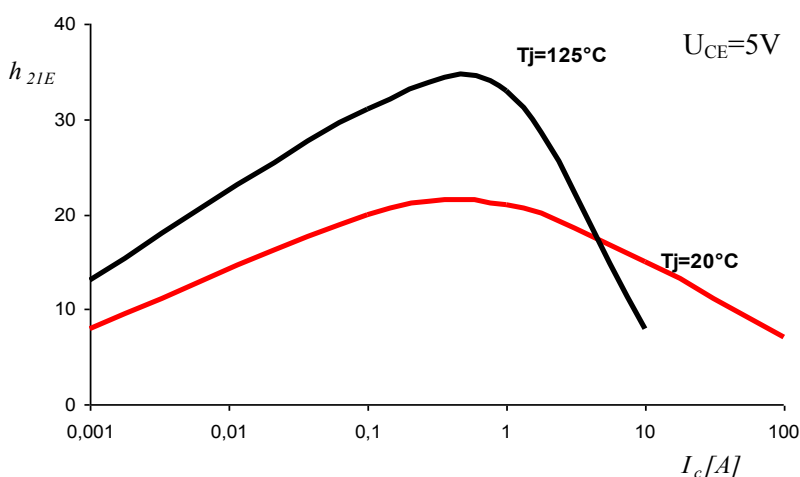
2.2.2. Statický proudový zesilovací činitel h_{21E}

Statický proudový zesilovací činitel h_{21E} je definován v určitém pracovním bodě a je to poměr proudu kolektoru I_C k proudu báze I_B při daném napětí U_{CE} a je tedy dán vztahem (2.2.). V převodní charakteristice je to směrnice přímky vedená z určitého pracovního bodu P do počátku souřadného systému (Obr. 2.5. vyznačena červeně). V katalogových listech se tento údaj doplňuje příslušnými hodnotami proudu I_C a teplotou přechodu T_j , pro které je určen, neboť je na teplotě a proudu značně závislý. Rostoucí teplota přechodu způsobí vzrůst proudového zesilovacího činitele h_{21E} (kladná zpětná vazba). Tomuto jevu se říká teplotní nestabilita tranzistoru. Důsledkem je další nárůst proudu a další zvyšování teploty. Z těchto důvodů je nevhodné spojovat bipolární tranzistory paralelně, neboť při zvýšení teploty jednoho z tranzistorů začne procházet větší část právě tímto tranzistorem a dochází k dalšímu ohřevu se všemi negativními důsledky. S malými I_C převažuje rekombinační část proudu a h_{21E} je malý. V oblasti velkých I_C se dostává tranzistor do saturace a proudový zesilovací činitel začne klesat (pokles nastává ještě před dosažení maximálního dovoleného proudu kolektoru I_{Cmax}). Z toho plyne, že při návrhu je třeba počítat s tímto poklesem h_{21E} a uvažovat maximální hodnoty spínaných proudů. Průběh závislosti h_{21E} na proudu I_C a teplotě přechodu T_j je vidět na Obr. 2.6. .

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} \quad [-], U_{CE} = \text{konstantní} \quad (2.2)$$

Výrobci udávají ještě dynamický proudový zesilovací činitel h_{21e} daný vztahem (2.3), ale ten je podstatný jen pro tranzistory pracující v aktivním režimu, tedy v zesilovačích. V převodní charakteristice má význam tečny v daném pracovním bodě (Obr. 2.5. vyznačena modře) [1], [4]

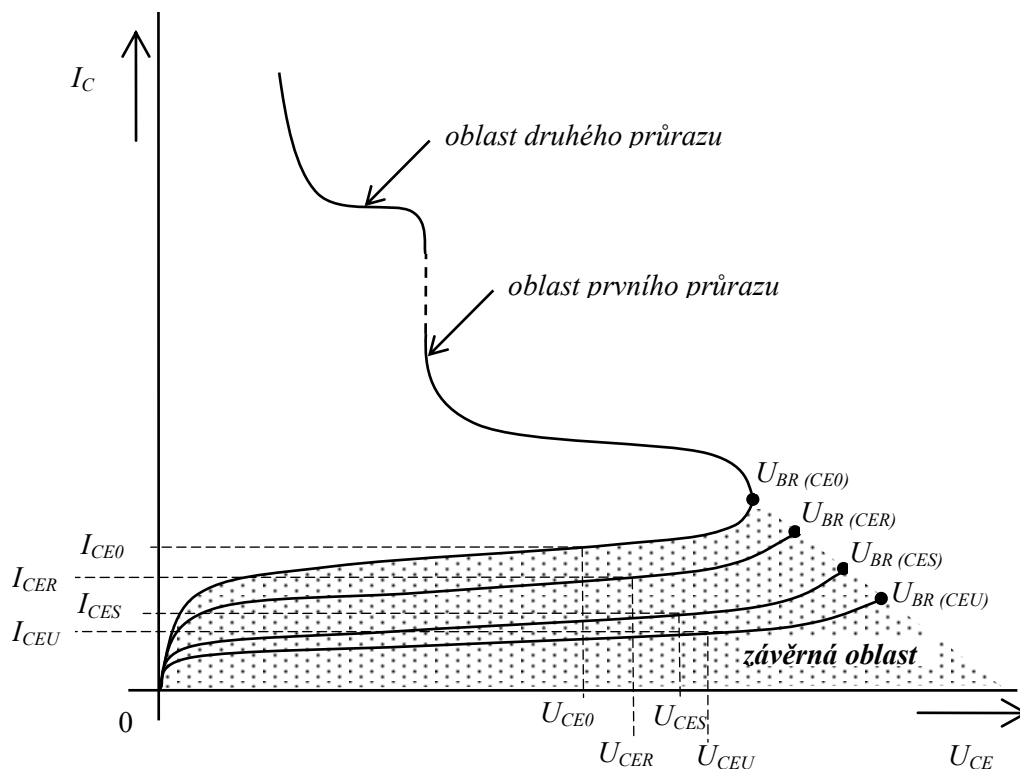
$$h_{21e} = \frac{dI_C}{dI_B} \quad [-], U_{CE} = \text{konstantní} \quad (2.3)$$



Obr. 2.6. Závislost statického proudového zesilovacího činitele h_{21E} na proudu I_C a teplotě přechodu T_j

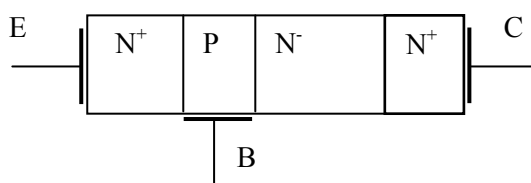
2.2.3. Napěťová zatížitelnost

Tranzistor v rozeprnutém stavu snese jen určité napětí mezi kolektorem a emitorem označované závěrným napětím $U_{CEO(R,S,U)}$. Indexy v závorce jsou odvozeny podle způsobu zapojení báze v rozeprnutém stavu. V rozeprnutém stavu prochází tranzistorem a zátěží velmi malý proud $I_{CEO(R,S,U)}$ (indexy v závorce opět rozlišují způsob zapojení báze). Při nárůstu napětí nad povolené hodnoty se můžeme dostat až do bodu tzv. průrazného napětí $U_{BR(CE)}$. Velikost průrazného napětí je možné ovlivnit zapojením báze. Při překročení napětí $U_{BR(CE)}$ poklesne napětí kolektoru a začne narůstat proud I_C . Tranzistor se dostal do oblasti tzv. prvního průrazu. Pokud obvod zátěž zajistí pokles tohoto proudu, tranzistor se dostane zpět do závěrné oblasti a povolených hodnot. Jestliže nedojde k omezení proudu, dojde k tepelnému poškození polovodičové struktury vlivem velkého ztrátového výkonu a zničení celé součástky. Tento stav nazýváme oblastí druhého průrazu. Napětí U_{CE} následně prudce klesá a proud I_C je omezen jen samotnou zátěží. Všechny výše popsány děje jsou vidět na Obr. 2.7. (přerušovaná čára v charakteristice značí jiné proudové měřítko, protože proud v oblasti druhého průrazu dosahuje oproti zbytkovému proudu značných hodnot).

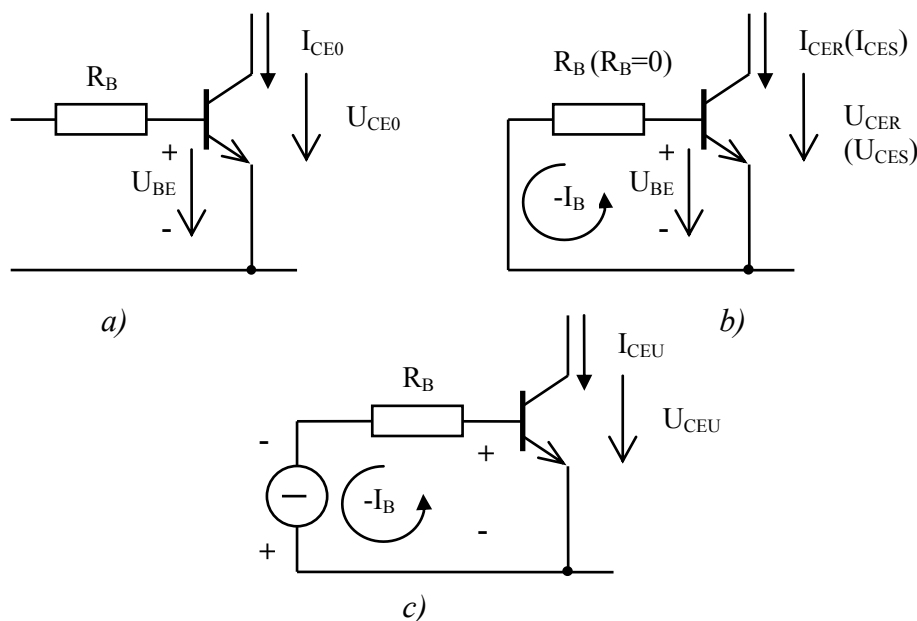


Obr. 2.7. Závěrná oblast bipolárního tranzistoru

Z Obr. 2.7. je patrné, že nejmenších hodnot závěrného napětí dosáhneme při odpojení báze od zdroje, tedy $I_B = 0$. Toto závěrné napětí označujeme U_{CE0} . Vložení rezistoru mezi elektrody báze a emitor začne téct malý záporný proud, který snižuje zbytkový proud kolektoru I_{CER} . Závěrné napětí s připojeným rezistorem mezi bázi a emitor označujeme U_{CER} . Se snižující hodnotou rezistoru roste záporný proud báze. Z toho plyne, že největší hodnoty dosáhneme zkratování emitoru a báze. Dosažitelné závěrné napětí je pak značeno U_{CES} . Největšího přípustného závěrného napětí mezi kolektorem a emitorem (zároveň taky průrazného napětí U_{BR}) dosáhneme připojením malého záporného napětí na přechod báze-emitor (popsané možnosti zapojení bázi jsou na Obr. 2.9.) Toto závěrné napětí mezi kolektorem a emitorem označujeme U_{CEU} . Připojením záporného napětí mezi emitor bude téct malý závěrný proud, přičemž zbytkový proud I_{CEU} bude klesat a bude ze všech předešlých případů nejmenší. Výrobci udávají v katalogových listech maximální možné napětí v závěrném směru U_{BE0max} , které je možné připojit mezi bázi a emitor. Obvykle se tato hodnota pohybuje okolo 5 V. Největší závěrné napětí lze přiložit na přechod kolektor – báze. Platí, že napětí U_{CB0} bývá přibližně srovnatelné s napětím U_{CEU} . Zvyšování závěrného napětí je taky možné úpravou vlastní polovodičové struktury. Upravená struktura, která se používá pro spínací tranzistory, které pracují na napětích větších než 150V je na Obr. 2.8.. V podstatě jde o zvýšení průrazného napětí U_{CB0} . Kolektorová oblast se skládá ze silně dotované vrstvy N^+ (větší množství příměsí) a nízko dotované vrstvy N^- , která má větší tloušťku a určuje závěrné vlastnosti tranzistoru. [1], [3], [4]



Obr. 2.8. Struktura spínacího tranzistoru



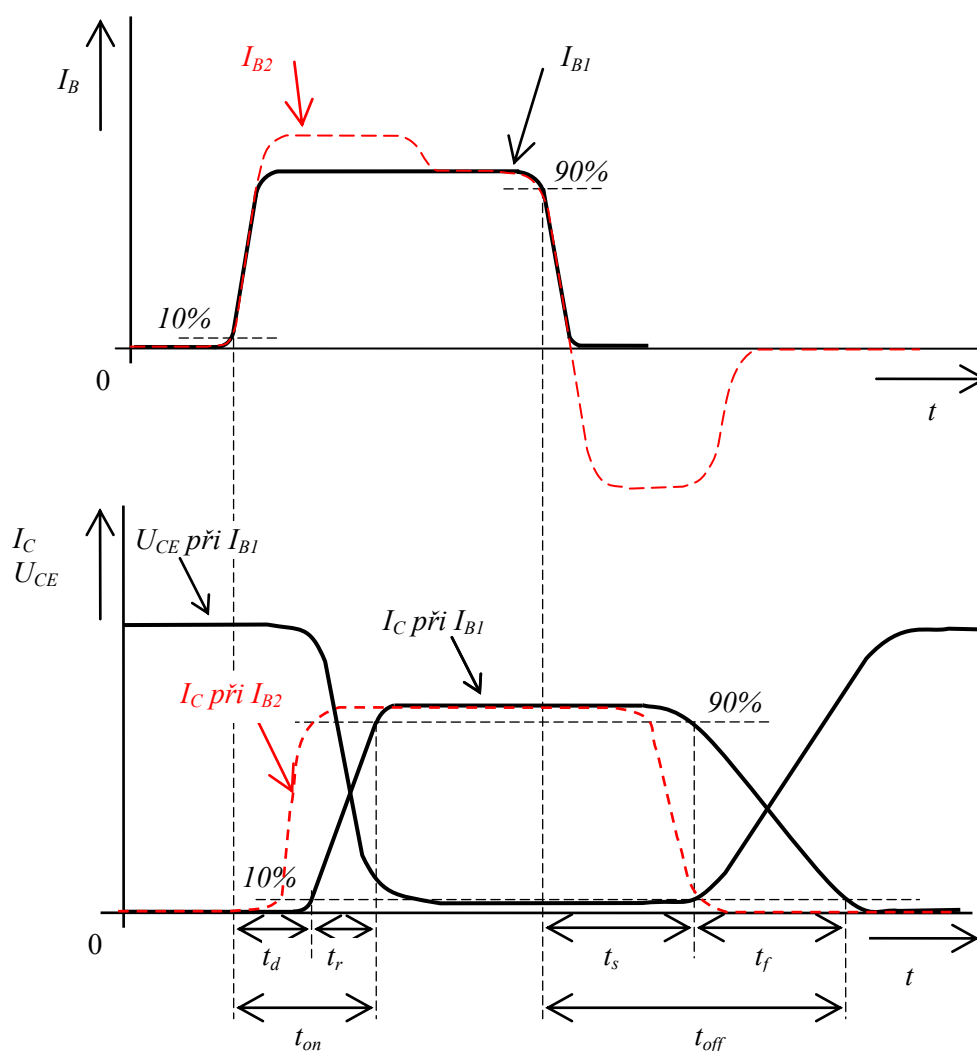
Obr. 2.9. Způsoby připojení báze v rozepnutém stavu: a) obvod B-E rozpojen, b) obvod B-E se zapojeným rezistorem ($R_B \rightarrow 0$), c) obvod B-E se záporným napětím

2.3. Dynamické parametry

Dynamické parametry bipolárního tranzistoru dávají informaci o chování v přechodných dějích mezi zapnutím a vypnutím nebo naopak. Nejdůležitější dynamické parametry jsou **doba zapnutí** t_{on} a **doba vypnutí** t_{off} . Tyto časy jsou vztaheny k průběhu proudu I_C a napětí U_{CE} v době sepnutí nebo vypnutí tranzistoru. Typický průběh těchto veličin je zobrazen na Obr. 2.10. pro odporovou zátěž a dostatečně velký proud báze I_B , který má obdélníkový průběh. Z průběhu plyne, že zapínací doba t_{on} se skládá z doby zpoždění t_d a doby nárůstu t_r .

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.4)$$

Na začátku spínacího procesu je v oblasti báze nulová koncentrace nerovnovážných (volných) nosičů. V okamžiku přiložení obdélníkového průběhu proudu na bázi s dostatečně velkou amplitudou jsou injektovány z emitoru volné nosiče, které difundují směrem k přechodu J_2 jak bylo popsáno v kap. 2.1.. Doba zpoždění t_d ($d - delay$ z angl. *zpoždění*) je tedy definována od počátku přivedení proudového (10%) impulsu na bázi po 10% nárůstu I_C . Doba, za kterou proud I_C vzroste na 90% maximální hodnoty, se nazývá dobou nárůstu t_r ($r - rise$ z angl. *nárůst*). Zapínací doba t_{on} se pohybuje v rozmezí desetin až jednotek mikrosekund.



Obr. 2.10. Průběh zapnutí a vypnutí bipolárního tranzistoru

Vypínací doba t_{off} je dána součtem doby přesahu t_s (*s – storage z angl. přesah*) a doby poklesu t_f (*f – fall z angl. pokles*).

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2.5)$$

Na začátku vypínací doby je tranzistor v oblasti saturace. Při vypnutí je nutné odstranit emitorem nainjektované volné nosiče z oblasti kolektoru a báze. Při přerušení proudu báze přestane emitor injektovat volné nosiče, ale oblast báze je jimi stále zaplavena. Tyto volné nosiče odsává kolektor. Po určité době t_s od ukončení proudového impulsu I_B klesne koncentrace volných nosičů natolik, že se obnoví velká oblast prostorového náboje na přechodu J_2 (viz. kap. 2.1). Tímto se ještě více zrychlí pokles koncentrace volných nosičů, což se projeví poklesem kolektorového proudu za dobu poklesu t_f z 90% na 10% maximálního proudu I_C . Vypínací doby bipolárních tranzistorů se pohybují v rozmezí jednotek až desítek mikrosekund.

Veškeré výše uvedené průběhy se týkají čistě odporové zátěže, kdy se pracovní bod pohybuje po zatěžovací přímce uvedené na Obr. 2.5. ze závěrné oblasti přes aktivní oblast až do oblasti saturace a naopak při vypínání. Zapínací i vypínací dobu jsme schopni ovlivnit velikostí a tvarem

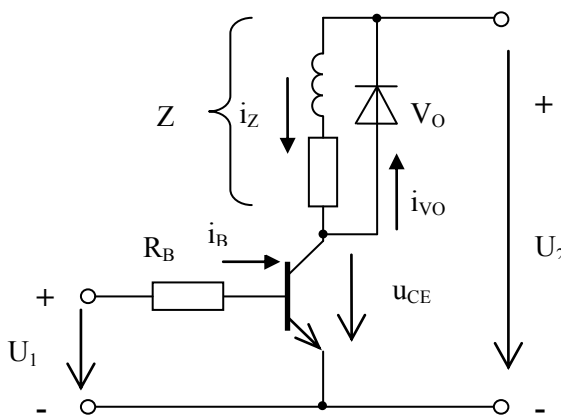
budicího proudu I_B . Počátečním zvýšením proudu I_B nad hodnotu, který odpovídá saturačnímu proudu I_{BSAT} pro daný kolektorový proud I_C a saturační napětí U_{CESAT} , jsme schopni zkrátit dobu zapnutí t_{on} . Poté musí být proud I_B snížen na hodnotu I_{BSAT} , neboť by docházelo k přesycování tranzistoru a to je vzhledem k vypínací době nevhodné. Zavádí se tedy pojem činitel nasycení k_s a je dán vztahem (2.6). Zvyšování k_s nad hodnotu 2,5 už nemá význam, neboť se t_{on} již nezkracuje.

$$k_s = \frac{I_B}{I_{BSAT}} \quad [-] \quad (2.5)$$

Zkrácení vypínací doby je možné ovlivnit dvěma způsoby. Vypínáním na mezi saturace a přivedením záporného proudu do báze. Záporný proud báze je označován jako komutační I_{Bk} . Pokud dáme do poměru komutační proud a saturační proud báze dostaneme tzv. komutační poměr k_k (2.6). Přivedením záporného proudu dojde k urychlení odsátí volných nosičů z prostoru báze. Pro optimální podmínky nesmí být záporný proud příliš velký a strmý, jinak dochází k zvětšení vypínacích ztrát.

$$k_s = \frac{I_{Bk}}{I_{BSAT}} \quad [-] \quad (2.6)$$

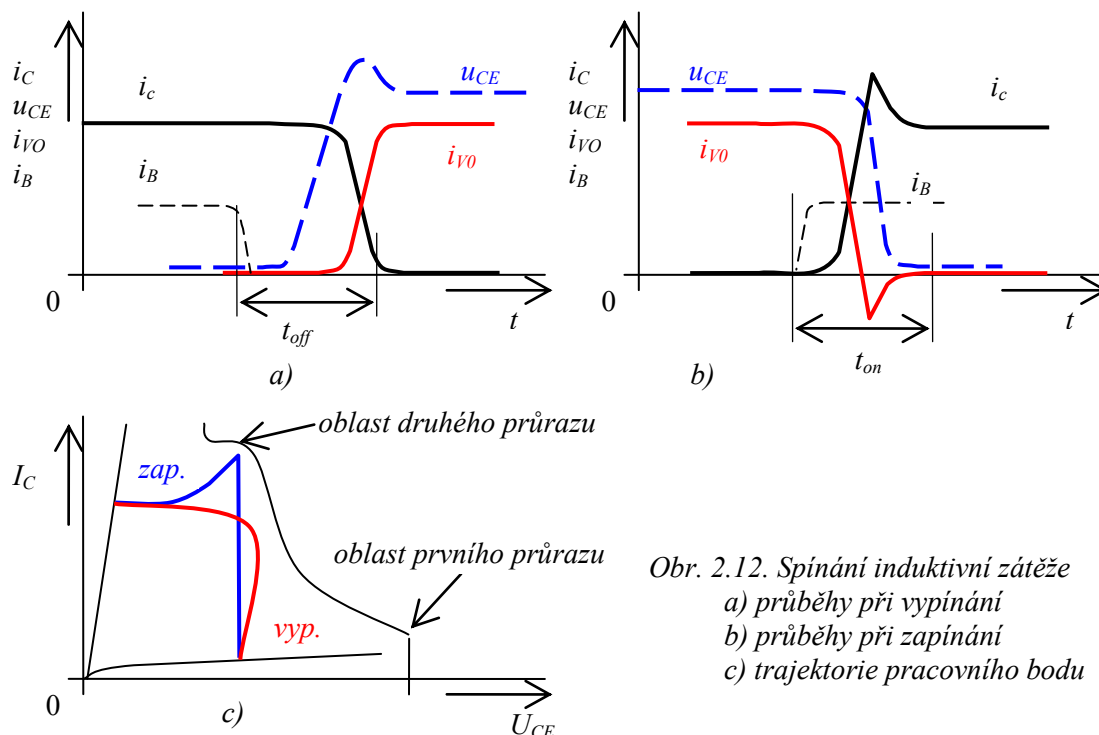
Na Obr. 2.10. jsou naznačeny (červená přerušovaná čára) proud báze I_{B2} a k tomu odpovídající průběh I_C . Spínání zátěže obsahující indukčnost (Obr. 2.11.) se i při použití nulové diody V_0 , přes kterou doznívá proud zátěže při vypnutí tranzistoru, značně změní průběhy proudu a napětí při zapínání i vypínání tranzistoru. Při vypínání tranzistoru se může otevřít nulová dioda až v momentě, kdy napětí u_{CE} naroste na hodnotu napájecího napětí U_2 (dáno II. Kirchhoffovým zákonem o součtu napětí ve smyčce). Mezi tím se indukčnost chová jako zdroj proudu a protlačuje tranzistorem proud (na diodě je závěrné napětí). Tranzistor se vypíná a roste na něm napětí u_{CE} , což má za následek s ohledem na vnucovaný proud, nárůst výkonových ztrát. Průběh okamžitých hodnot napětí u_{CE} , proudu tranzistorem i_C a nulovou diodou i_{VO} jsou na Obr. 2.12.a. Napěťový překmit u_{CE} nad hodnotu napájecího napětí je způsoben tzv. proudovým buzením diody. Vypnuté diodě je vnucován zdrojem proudu (indukčnosti) proud o velké strmosti, který způsobí během doby zániku velkého prostorového náboje vytvořeného předešlým závěrným polováním přechodu PN napěťové špičky.



Obr. 2.11. Tranzistor s RL zátěží

Při zapínání tranzistoru s induktivní zátěží nastávají opět nepříznivé jevy s ohledem na okamžitý ztrátový výkon, protože napětí u_{CE} může začít klesat až po zániku proudu i_{VO} nulovou diodou (Obr. 2.12.b). V té době převezme proud tranzistor, což má za následek zmíněné velké okamžité výkonové ztráty při sepnutí. Proudová špička při zapínání vzniká vlivem závěrné zotavovací doby diody, kdy jí teče komutační (zotavovací) proud (viz. kap.4.5.).

Při zapínání a vypínání čistě odporové zátěže se pracovní bod pohyboval ve výstupních charakteristikách po zatěžovací přímce (Obr. 2.5.). To však neplatí pro spínání indukivní zátěže. Na Obr. 2.12.c jsou naznačeny trajektorie pracovního bodu mezi zapnutím a vypnutím. Zvláště zapínání je nepříznivé, protože se pracovní bod přibližuje k tzv. oblasti druhého průrazu. Poměry při zapnutí a vypnutí lze vylepšit použitím odlehčovacích obvodů a zrychlením zapínání a vypínání tranzistoru. [1], [3], [4]



Obr. 2.12. Spínání indukivní zátěže
a) průběhy při vypínání
b) průběhy při zapínání
c) trajektorie pracovního bodu

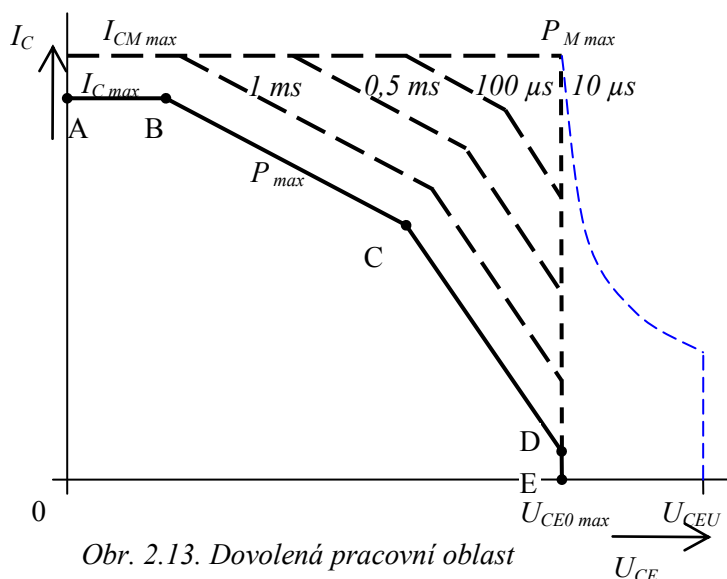
2.4. Dovolená pracovní oblast a výkonové ztráty

Dovolená pracovní oblast označovaná SOA (*Safe Operation Area*) určuje maximální přípustné hodnoty kolektorového proudu I_C v závislosti napětí U_{CE} při propustně polovaném přechodu J_1 (báze-emitor). Na Obr. 2.13. je vidět SOA pro tranzistor pracující v aktivním režimu, nebo v režimu spínacím (přerušovaná čára). Pracovní bod nesmí v žádném případě překročit tuto dovolenou pracovní oblast, jinak dojde ke zničení tranzistoru. Maximální proudovou zatížitelnost $I_{C\max}$ určuje přímka AB. Zvětšení této hodnoty dovoluje provoz ve spínacím režimu ($I_{CM\max}$). Maximální napěťovou hodnotu $U_{CEO\max}$, při $I_B=0$ určuje úsek mezi body DE. Tuto hodnotu lze ovlivnit podle způsobu připojení báze (viz. kap. 2.2.3.) Mezi body BC je tzv. přímka konstantního výkonu. Maximální hodnotu ztrátového výkonu P_{\max} vypočítáme ze vztahu pro totální ztrátový výkon označovaný P_{tot} (2.7), kde T_j -teplota přechodu, T_c -teplota pouzdra, R_{thj-c} -teplotní odpor mezi přechodem a pouzdrém. Teplota přechodu T_j se udává většinou pro referenční hodnotu pouzdra 25°C , ale teplota pouzdra je obvykle vyšší, proto je nutné tranzistory chladit a počítat se snížením dovoleného ztrátového výkonu. S velkými napětími U_{CE} a nenulovým proudem I_C je maximální ztrátový výkon P_{\max} redukován (body CD) s ohledem na možnost vzniku druhého průrazu.

$$P_{tot} = U_{CE} \cdot I_C = \frac{T_j - T_c}{R_{thj-c}} \quad [W; V, A, ^\circ C, \Omega^{-1}] \quad (2.7)$$

$$P_{M\text{ tot}} = \frac{T_j - T_c}{Z_{thj-c}} [W; ^\circ C, \Omega^{-1}] \quad (2.8)$$

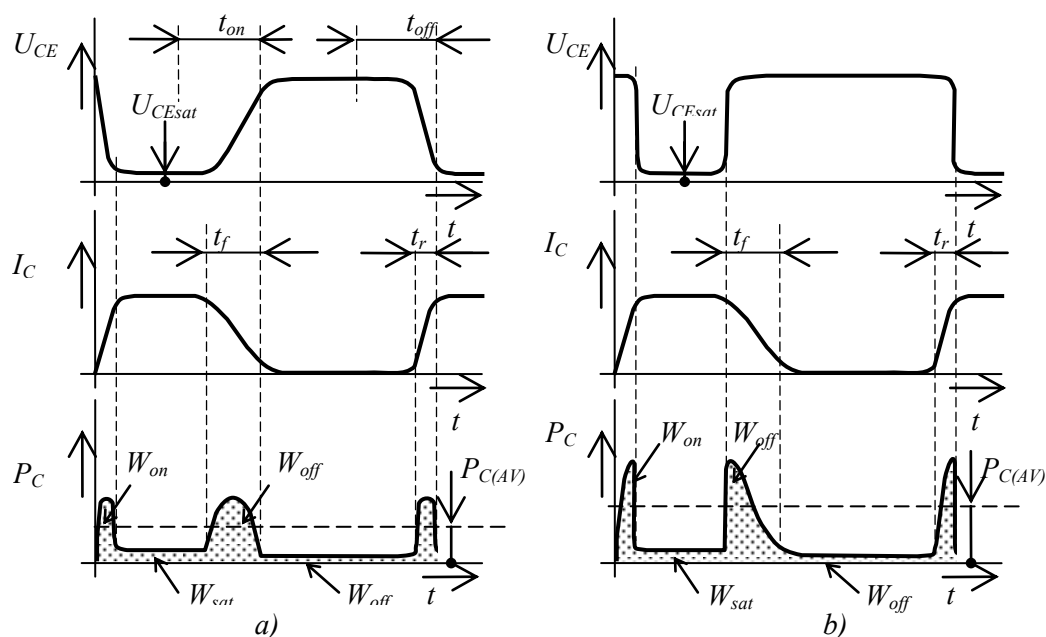
V impulzním provozu se projeví schopnost akumulace tepla součástí do své tepelné kapacity. Výpočet maximálního ztrátového výkonu $P_{M\text{ max}}$ pro impulzní režim se změní podle vztahu (2.8), kde Z_{thj-c} je tepelná impedance. Se zkracující délkou impulsu klesá Z_{thj-c} a ztrátový výkon může být větší. Na Obr. 2.13. jsou naznačeny dovolené pracovní oblasti pro různé spínací časy. V impulzním provozu se do dovolené pracovní oblasti projeví způsob polarizace přechodu J_1 při vypínání. U kladně polarizovaného přechodu je oblast označována FBSOA a odpovídá vyznačené oblasti pro $10\mu s$. U záporně (závěrně) polarizovaného přechodu J_1 je oblast označována RBSOA. Pracovní oblast je vyznačená modrou přerušovanou čarou (Obr. 2.13) a je zvětšena o napětí U_{CEU} na základě principů popsanych v kap. 2.2.3. .



Obr. 2.13. Dovolená pracovní oblast

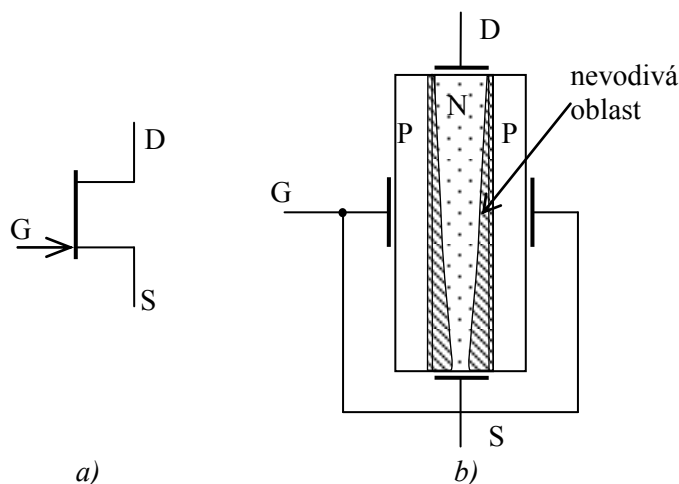
způsob polarizace přechodu J_1 při vypínání. U kladně polarizovaného přechodu je oblast označována FBSOA a odpovídá vyznačené oblasti pro $10\mu s$. U záporně (závěrně) polarizovaného přechodu J_1 je oblast označována RBSOA. Pracovní oblast je vyznačená modrou přerušovanou čarou (Obr. 2.13) a je zvětšena o napětí U_{CEU} na základě principů popsanych v kap. 2.2.3. .

Na Obr. 2.14. jsou zobrazeny časové průběhy okamžitých výkonových ztrát v průběhu zapnutí a vypnutí. Tyto ztráty mají impulsní charakter a jejich velikost a tvar je závislý zejména na druhu zátěže. Zvýrazněné oblasti odpovídají ztrátovým energiím. Celkový (totální) ztrátový výkon P_{tot} se skládá ze střední hodnoty báze $P_{B(AV)}$ a kolektorového $P_{C(AV)}$ ztrátového výkonu, přičemž báze ztrátový výkon je zanedbatelný oproti kolektorovému, proto se běžně uvažuje, že $P_{tot} = P_{C(AV)}$. [1], [3], [4]


 Obr. 2.14. Časový průběh spínacích ztrát
a) odporová zátěž, b) zátěž s indukčností

3. Unipolární tranzistory

Na vedení proudu se v unipolárních tranzistorech podílí jen jeden typ nosičů. Podle toho o jaký typ se jedná, rozlišujeme unipolární tranzistory s kanálem N a P. Velikost proudu tekoucí polovodičovou strukturou se řídí intenzitou elektrického pole, proto se často setkáváme s označením FET (*field effect transistors*). Podle toho jakým principem působíme elektrickým polem na kanál, rozlišujeme unipolární tranzistory se závěrně polarizovaným přechodem – JFET, nebo přes vrstvičku oxidu, která působí jako izolant. Takto vyrobené unipolární tranzistory jsou označovány MOSFET. Pro následné objasnění rozdílů a principu funkce zmíněných dvou typů unipolárních tranzistorů je stručně níže popsán JFET tranzistor. Schématická značka JFET tranzistoru s kanálem N a vnitřní strukturou je na Obr. 3.1.. Elektrody jsou označovány G (*gate*) hradlo, neboli řídicí elektroda, S (*source*) zdrojová elektroda, která má v podstatě stejný význam jako emitor u bipolárních tranzistorů a D (*drain*) sběrací elektroda, která má analogii s kolektorem bipolárního tranzistoru.



Obr. 3.1. Unipolární tranzistor JFET
a) schématická značka, b) vnitřní struktura

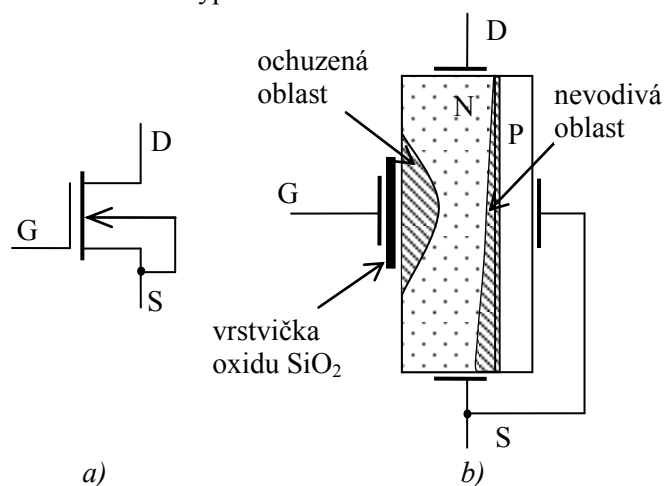
Tranzistor JFET má od vodivého kanálu N oddělenou řídicí elektrodu G závěrně polovaným přechodem PN. Přiložením záporného napětí $U_{GS} \leq 0$ mezi elektrody G a S se rozšíří prostorový náboj (Obr. 3.1.b vyznačeno šrafovanou oblastí), který zmenší šířku vodivého kanálu N a zvětší tak odpor součástky. Při dostatečně velkém záporném napětí U_{GS} se obě plochy spojí, kanál uzavřou a tranzistorem přestane téct proud. I při nulové hodnotě napětí U_{GS} průchodem proudu mezi D a S vzniká úbytek napětí, který vytváří lineárně se rozšiřující oblast prostorového náboje (nevodivou oblast). Pokud proud dosáhne určité hranice, nevodivá oblast se rozšíří natolik, že se součástka vypne, přestane téct proud a vzroste napětí U_{DS} na hodnotu napětí zdroje. Velikostí napětí U_{GS} můžeme ovlivňovat hranici, kdy tranzistor vypne. Řídicí elektroda G je oddělená závěrně polovaným přechodem, její vstupní odpor je značně velký až $10^{12}\Omega$, což příznivě ovlivňuje výkonovou nenáročnost řídicích obvodů (součástka je řízená elektrickým polem). Tranzistory JFET mezi výkonové spínací prvky nepronikly, neboť nevýhodou je, že při výpadku napětí na řídicí elektrodě ($U_{GS} = 0$) je tranzistor sepnut a může procházet proud bez řízení (do určité velikosti, viz. předchozí text). Z těchto důvodů budou dále rozebírány jen unipolární tranzistory MOSFET. [1], [2], [4]

4. MOSFET tranzistor

MOSFET tranzistory patří k nejrozšířenějším polovodičovým řízeným spínačům do výkonů desítek kW. Jejich nesporné výhody jsou teplotní stabilita, vysoká vstupní impedance (řízení elektrickým polem) a velké výkonové zesílení. Tranzistory MOSFET mohou být principiálně podle typu vodivostního kanálu N nebo P, přičemž ve výkonových spínacích prvcích je používanější kanál N. Kromě rozlišení podle kanálu se MOSFET tranzistory liší ještě na ochuzovací a obohacovací typ. Výstupní elektrody jsou označovány stejným způsobem jako JFET a mají stejnou analogii s bipolárním tranzistorem.

4.1. Základní vlastnosti a princip

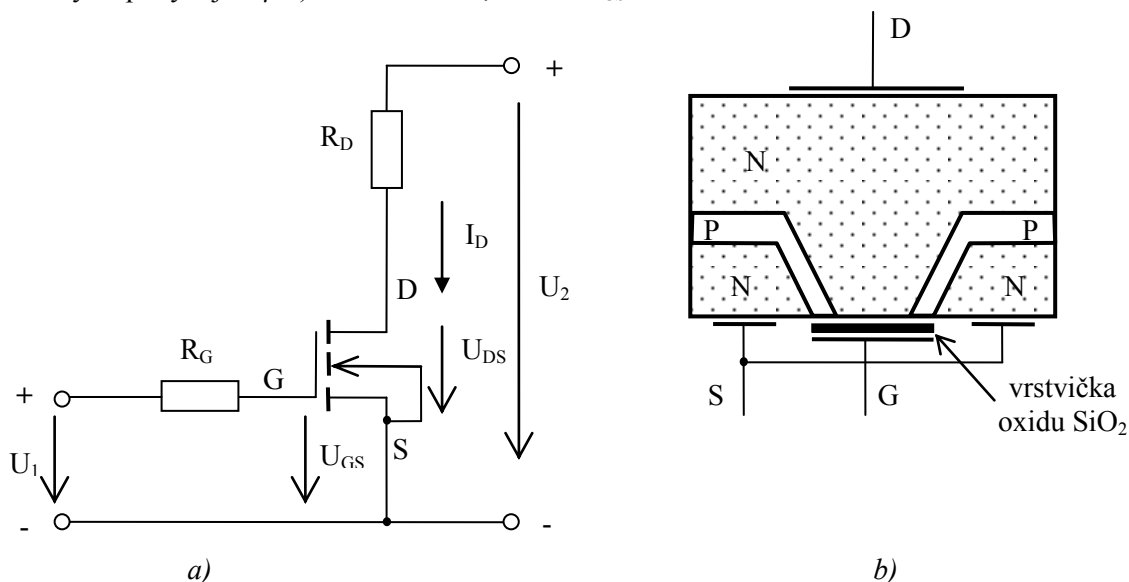
Můžeme se setkat se dvěma typy MOSFET tranzistorů, které mají odlišnou strukturu a princip funkce. **Ochuzovací typ** je svou strukturou podobný tranzistoru JFET (Obr. 3.1.b). Z jedné strany místo závěrně polarizovaného přechodu se nachází nad vodivým kanálem izolovaně oddělenou vrstvičkou oxidu křemíku SiO_2 řídící elektroda G (Obr. 3.2.). Průchod proudu je ovlivňován prostorovým nábojem vznikajícím průchodem proudu mezi elektrodami D a S označovaný I_D na přechodu PN, tak jak bylo popsáno výše a zároveň napětím přivedeným na řídící elektrodu U_{GS} . Jeli U_{GS} záporné, vypudí se volné nosiče z oblasti vodivého kanálu pod řídící elektrodou G a k vypnutí tranzistoru MOSFET ochuzovacího typu dojde při menší hodnotě proudu I_D . Z toho plyne, že velikostí napětí U_{GS} jsme schopni řídit tento typ tranzistoru. MOSFET tranzistor ochuzovacího typu vykazuje stejnou nepříznivou schopnost vést proud i při výpadku napájení řídících obvodů ($U_{GS} = 0$) a rovněž není zdaleka tak často používán ve výkonových spínacích jako MOSFET tranzistor obohacovacího typu.



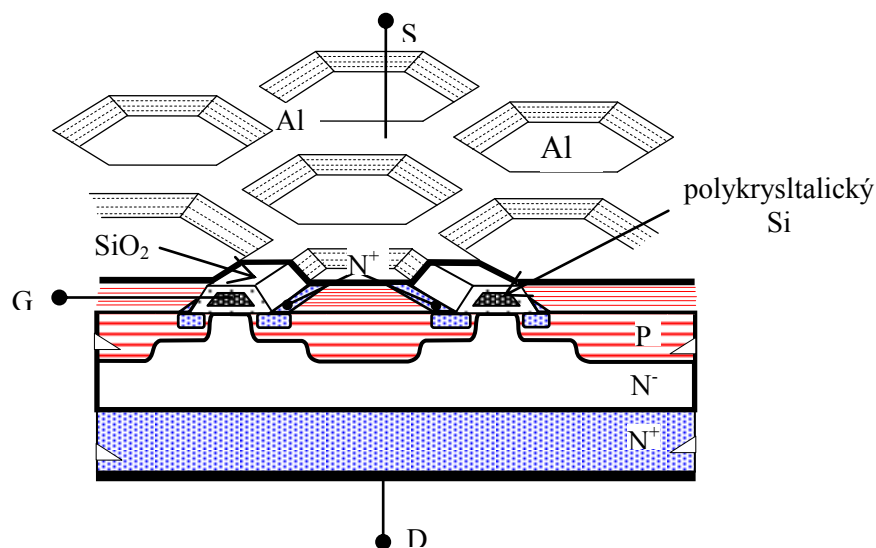
Obr. 4.1. Tranzistor MOSFET ochuzovací typ
a) schématická značka, b) vnitřní struktura

Obohacovací typ je nejrozšířenějším výkonovým spínacím MOSFET tranzistorem. Zjednodušená struktura a schématická značka s vyznačenými připojeními obvodovými prvky je na Obr. 4.2.. Obdobně jako u bipolárních tranzistorů, kde se ze tří možných zapojení využívalo zapojení SE, tak se využívá i zde zapojení se společným sběračem S (analogie zapojení SE). Připojením napětí U_2 s vyznačenou polaritou neteče tranzistorem proud, protože D a S elektrody jsou odděleny od sebe závěrně polarizovaným PN přechodem. Po připojení kladného napětí U_1 se vytvoří prostorový náboj, který z oblasti P odpuzuje díry a přitahuje z oblasti N volné elektrony. V

okamžiku dosažení tzv. prahové hodnoty $U_{GS(th)}$ se začne pod vrstvičkou oxidu v oblasti typu P vytvářet inverzní vrstva, která propojí oblast N elektrody D a oblast N elektrody S. Začnou se tak vytvářet vodivé kanály, jejich počet a velikost jsme schopni velikostí U_{GS} ovlivňovat a řídit tak velikost proudu I_D tekoucí tranzistorem a zátěží R_D . Jelikož je řídící elektroda G izolovaná vrstvičkou oxidu neteče v ustálených stavech do řídící elektrody téměř žádný proud (prakticky se pohybuje v μA) a můžeme říct, že $U_I = U_{GS}$.



Obr.4.2. Tranzistor MOSFET obohacovací typ
a) schématická značka se zapojenými obvodovými prvky,
b) zjednodušená vnitřní struktura



Obr. 4.3. Vnitřní struktura DMOS tranzistoru

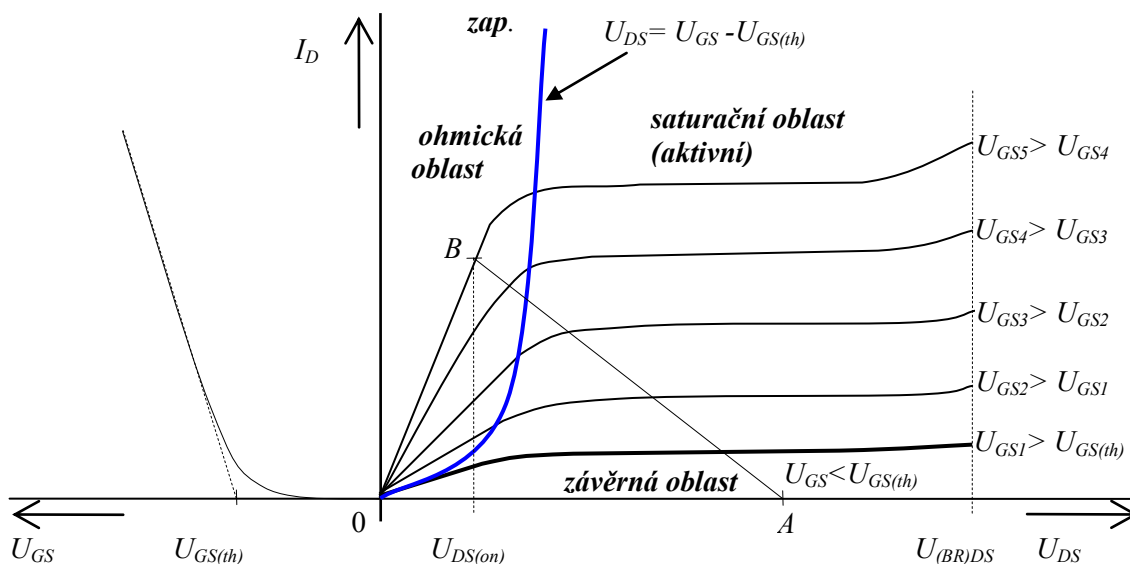
Ve výkonové elektronice se používají MOSFET tranzistory obohacovacího typu vyráběny tzv. dvojí difúzí označovány DMOS (Obr. 4.3.). Název je odvozen od technologie výroby, kdy struktura N^+PN^- je vytvořena dvojí difúzí stejným okénkem v maskovací vrstvě. Elektroda D je tvořena pokovenou ploškou silně dotovaného substrátu N^+ s velmi nízkým odporem. Následuje nízkodotovaná vrstva N^- tzv. epitaxní vrstva, která určuje napěťové vlastnosti tranzistoru. Do epitaxní vrstvy jsou vytvořeny „vany“ z polovodiče typu P a v nich se pak nacházejí ostrůvky

polovodiče N^+ tvořící elektrody S. Nad oblastí P je v tenké vrstvě oxidu SiO_2 vytvořená řídicí elektroda G z polykrystalického křemíku zakrytá opět oxidem. Všechny ostrůvky N^+ společně s malou částí vrstvy P, která nebyla zakryta oxidem, jsou následně pokovením spojeny paralelně do jedné výstupní elektrody S. Pokovením vrstvy N^+ elektrody S a polovodiče typu P vzniká tzv. inverzní dioda. Vhodným tvarem buněk se pak dosahuje vysoké hustoty na jednom čipu. Nejčastěji se vytváří buňky ve tvaru šestiúhelníků. Takovéto struktury jsou označovány HEXFET.

4.2. Statické parametry

Mezi nejdůležitější statické parametry patří výstupní voltampérové charakteristiky, odpor v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$, napěťová zatížitelnost $U_{(BR)DS}$ a převodní charakteristika.

4.2.1. Výstupní a převodní charakteristiky



Obr. 4.4. Výstupní a převodní charakteristika MOSFET

Výstupní VA charakteristiky zobrazují závislost napětí U_{DS} na I_D při konstantním napětí U_{GS} a mají tři oblasti, **ohmickou oblast**, **saturační oblast** a **závěrnou oblast**. V závěrné oblasti se nachází pracovní bod *A* na zatěžovací přímce při R zátěži (Obr. 4.4.). V tomto pracovním bodě neteče tranzistorem žádný proud a je schopen udržet mezi elektrodami E a S závěrné napětí až do hodnoty průrazného napětí $U_{(BR)DS}$. Aby tranzistorem začal téci proud, musí stoupnout napětí na hradle G nad hodnotu $U_{GS(th)}$. Pracovní bod se tímto dostává do saturační oblasti, kde se změnou napětí U_{GS} je proud I_D téměř konstantní. S rostoucím napětím U_{GS} a při konstantním proudu I_D se dostáváme do ohmické oblasti (bod *B*). V této oblasti jsou provozovány výkonové spínací tranzistory MOSFET, neboť je v této oblasti nejmenší úbytek napětí U_{DS} . Z toho vyplývá, že velikosti napětí U_{GS} je možné řídit do jisté míry úbytek napětí na tranzistoru v sepnutém stavu. Z převodní charakteristiky, která je funkcí $I_D = f(U_{GS})$ lze odečíst potřebné napětí přiváděné na hradlo, při daném proudu I_D . [1], [3]

4.2.2. Přenosová strmost g_{fs}

Přenosová strmost, někdy označována jako přenosová vodivost, je parametr korespondující se statickým proudovým zesilovacím činitelem bipolárních tranzistorů. Přenosová strmost g_{fs} je definována jako změna proudu I_D způsobená změnou napětí řídicí elektrody U_{GS} při konstantním napětí U_{DS} . Informaci o průběhu přenosové strmosti nám poskytuje převodní charakteristika na Obr. 4.4..

$$g_{fs} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} [S; A, V] \quad (4.1)$$

Další možnosti zjištění strmosti přenosu je odečet z výstupních VA charakteristik. Při stejném napětí U_{DS} odečteme změnu hodnoty proudu I_D , odpovídající změně napětí řídicí elektrody U_{GS} . Narozdíl od bipolárních tranzistorů, kde zesílení stoupá a od určité velikosti kolektorového proudu začne klesat, se tento jev u tranzistoru MOSFET nevyskytuje. Přenosová strmost s rostoucím proudem stoupá, až dojde k nasycení, pak zůstává na stejné hodnotě. Dalším rozdílem je, že s rostoucí teplotou přenosová strmost klesá, tudíž má záporný teplotní součinitel. [2]

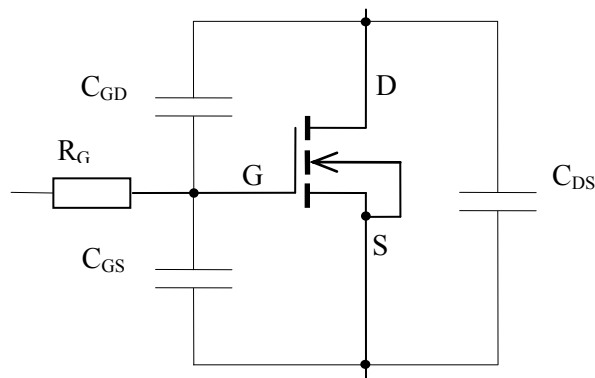
4.2.3. Odpor v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$ a průrazné napětí $U_{BR(DS)}$

Odpor v sepnutém stavu a napěťová zatížitelnost, jejichž hodnotu udává průrazné napětí, jsou jedny z nejdůležitějších statických parametrů tranzistoru MOSFET. Platí, že s rostoucí napěťovou zatížitelností roste i odpor v sepnutém stavu, což je nežádoucí vzhledem k výkonovým ztrátám na sepnutém tranzistoru. Sepnutý MOSFET, jehož pracovní bod se pohybuje v ohmické oblasti, se chová jako rezistor s určitou ohmickou hodnotou. Hodnoty $R_{DS(ON)}$ pro aplikace s malým napětím se pohybují v desítkách mΩ. Tranzistory určené pro aplikace s napětím vyšším (1000V) dosahuje hodnota odporu v sepnutém stavu až jednotek ohmů. Tato vlastnost se jeví oproti bipolárním tranzistorům jako velká nevýhoda. Naopak tranzistory MOSFET mají kladný teplotní součinitel odporu a s rostoucí teplotou roste i jeho odpor, tudíž nedochází k jevu známému u bipolárních tranzistorů, k druhému průrazu. V katalogových listech bývá běžně uvedena hodnota $R_{DS(ON)}$ a dále jeho funkční závislosti, zejména na napětí přiváděné na hradlo, pro určitý počet hodnot proudu I_D . Při známé hodnotě odporu v sepnutém stavu a proudu tekoucím tranzistorem, lze jednoduše vypočítat úbytek napětí na tranzistoru (4.1.) a následně vypočítat ztráty. [2]

$$U_{DS(ON)} = R_{DS(ON)} \cdot I_D [V; \Omega, A] \quad (4.2)$$

4.3. Dynamické parametry

Tranzistory MOSFET obsahují ve své struktuře parazitní kapacity, které svým působením značně ovlivňují dynamické vlastnosti.



Obr. 4.5. MOSFET s vyznačenými parazitními kapacitami

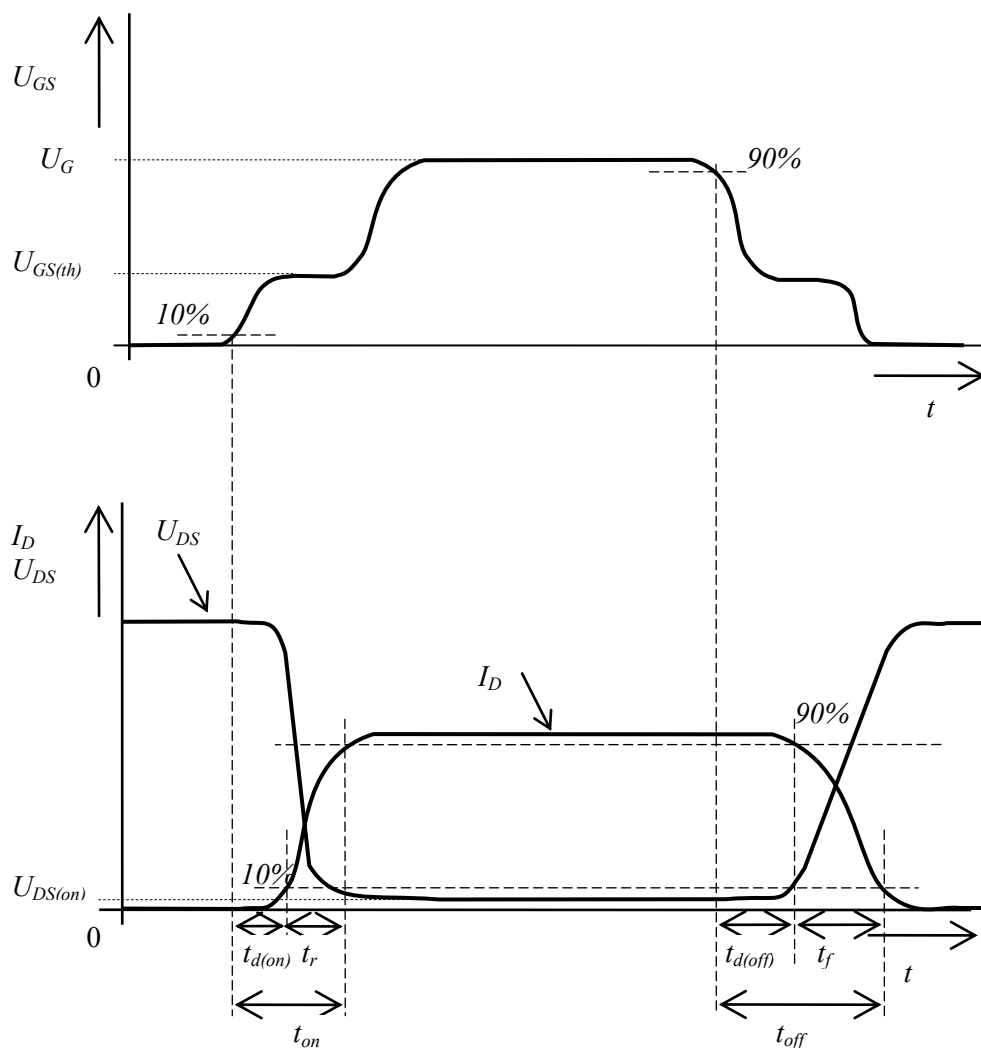
Při každém spínacím cyklu se mění náboj těchto kapacit. Vstupní kapacita označována C_{iss} je dána vztahem (4.2.), výstupní kapacita C_{oss} je dána vztahem (4.3). Napětově nejvíce závislá je kapacita C_{GD} . Jedná se o zpětnovazební tzv. Millerovu kapacitu. Nejvyšší hodnoty dosahuje tato kapacita při sepnutém stavu a malém napětí U_{DS} . Naopak v rozepnutém stavu a velkém napětí U_{DS} je tato kapacita malá. Všechny parazitní kapacity MOSFETu jsou teplotně nezávislé. Vlivem vstupní kapacity teče při spínání a vypínání MOSFETu během spínacího cyklu malý nabíjecí proud. Z toho plyne, že musíme do hradla přenést určitý náboj. Tento náboj je v katalogových listech označován Q_g a je jedním z dynamických parametrů. Průběh a rychlost nabití vstupní kapacity ovlivníme velikostí rezistoru R_G připojeného na hradlo.

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (4.3)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (4.4)$$

Zapínací proces (Obr.4.6.,) vyneseny pro R zátěž, začíná s určitým zpožděním označovaným $t_{d(on)}$ a je to doba, kdy se od okamžiku přivedení impulzu na hradlo nabíjí vstupní kapacita na hodnotu napětí $U_{GS(th)}$ a dobou, kdy tranzistorem začíná protékat proud (v tomtéž okamžiku začne klesat napětí U_{DS}). Následuje doba nárůstu t_r , napětí U_{DS} začíná klesat, při tomto poklesu však přes zpětnovazební (Millerovu) kapacitu C_{GD} ovlivňuje průběh napětí na hradle a působí proti jeho růstu. Nejprve klesá napětí U_{DS} rychle, poté ovšem s nárůstem C_{GD} se tento pokles zpomaluje. Zapínací doba t_{on} je pak dána vztahem (4.4).

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (4.5)$$



Obr. 4.6. Průběh zapnutí a vypnutí tranzistoru MOSFET

Vypnutí MOSFETu (Obr.4.6.) je možné až po vybití vstupní kapacity hradla. V klidovém stavu neteče do hradla žádný proud. Do hradla byl při spínacím procesu přivedený náboj, který tranzistor sepnul. Za ideálních podmínek by nebylo nutné dále na hradlo přivádět ze zdroje napětí, ale vlivem svodových proudů by se kapacita hradla za určitou dobu sama vybila. Z těchto důvodů je na hradlo z budících obvodů připojeno neustále napětí U_{GS} . Budiče musí zajistit při vypnutí odebrání náboje hradla. Průběh vypínání má identický průběh jako sepnutí, s tím rozdílem, že děj postupuje obráceně. Definovány jsou doba zpoždění při vypínání $t_{d(off)}$. Tuto dobu je možné ovlivnit vhodnou volbou napětí U_G , na které bude nabíjena vstupní kapacita a velikosti vybíjecího proudu. Dále pak doba poklesu t_f . Vypínací doba je pak dána součtem těchto dob.

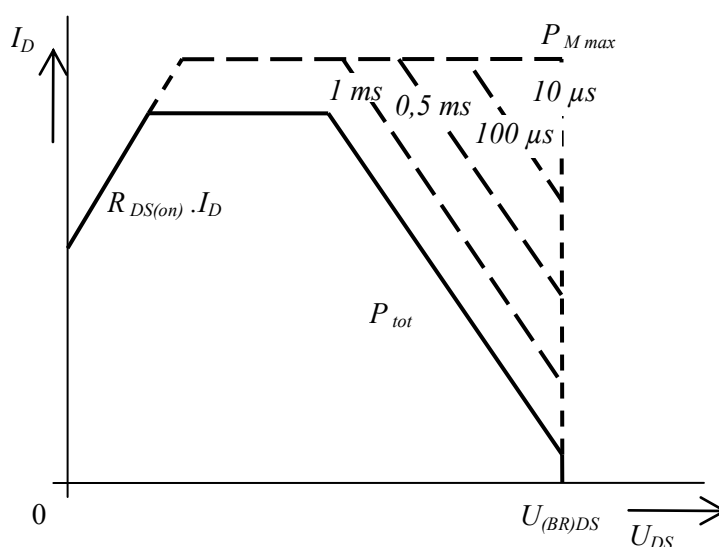
$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (4.6)$$

Zbývá dodat, že zapínací doby MOSFETu se pohybují v řádech jednotek až desítek nanosekund a vypínací doby v řádech stovek nanosekund, což je předurčuje pro aplikace s vysokými spínacími frekvencemi.

Vzhledem k rychlosti zapínání a vypínání MOSFET tranzistoru vycházejí příznivěji i dynamické výkonové ztráty oproti bipolárnímu tranzistoru. [1], [2]

4.4. Dovolená pracovní oblast

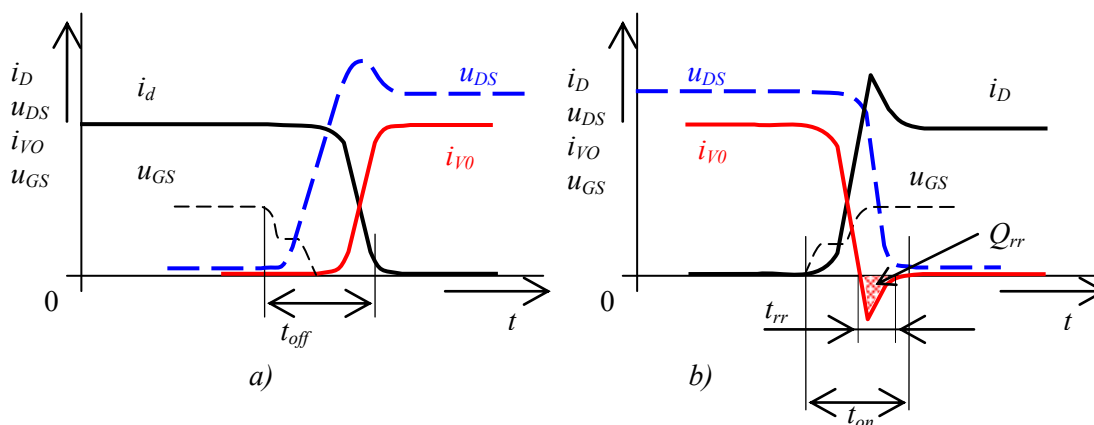
Dovolená pracovní oblast vymezuje podobně jako u bipolárních tranzistorů oblast, ve které je možný tranzistor MOSFET provozovat. Vzhledem k tomu, že tranzistory MOSFET nejsou náchylné na možnost druhého průrazu, lze je provozovat tranzistory ve spolupráci s nulovou diodou bez velkých potíží. Další výhodou je, že MOSFET vykazuje kladný teplotní součinitel odporu a lze jej provozovat v paralelních zapojeních. Dovolená pracovní oblast je vykreslena na Obr. 4.7.. Z jedné strany je omezená nejvyšším přípustným průrazným napětím, dále pak maximální přípustným proudem I_D . Dovolená pracovní oblast je redukována přímkou konstantního výkonu vzhledem k maximálnímu dovolenému oteplení přechodu T_{jmax} a přímkou danou součinem proudu a odporu v sepnutém stavu. Pro impulzní provoz je oblast vyznačená přerušovanou čarou. [2], [3]



Obr.4.7. Dovolená pracovní oblast MOSFET

4.5. Inverzní dioda

Výkonové tranzistory MOSFET už od výroby mají implementovanou zpětnou diodu, jejichž parametry jsou rovněž uváděny v katalogových listech. Mezi tyto parametry patří maximální přípustný proud, napětí v propustném směru a také dynamické parametry v podobě doby zapnutí, závěrného zotavovacího náboje Q_{rr} a doby zotavení t_{rr} . Hodnota dovoleného proudu bývá v podstatě na stejné hodnotě jako pro samotný tranzistor. Větší váhu je třeba dávat parametrům dynamickým. S rostoucí napěťovou zatížitelností jak tranzistoru, tak inverzní diody roste i hodnota závěrného zotavovacího náboje. Z toho plyne, že při použití MOSFET tranzistoru na vyšší napětí a pro náročné dynamické aplikace, kde se pracuje s velkými spínacími frekvencemi, už nelze vzhledem k velkým hodnotám závěrného zotavovacího náboje a doby zotavení integrovanou inverzní diodu využívat. Je nutné použít při RL zátěži nulovou diodu samostatnou, která svými parametry bude vyhovovat.

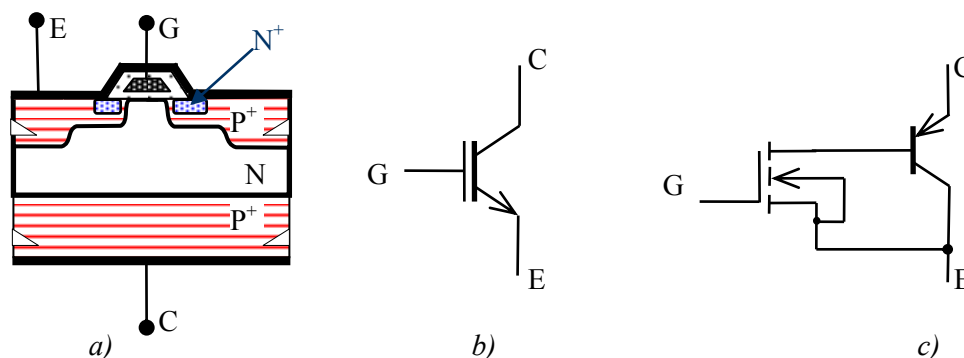


Obr. 4.8. Spínání RL zátěže
 a) průběhy při vypínání
 b) průběhy při zapínání

Na Obr. 4.8. jsou vyneseny průběhy napětí a proudu tranzistoru MOSFET spínající RL zátěž. Je vidět vliv inverzní diody. Při zapínání se vliv diody projeví zejména v průběhu proudu. Zpětná dioda z předchozího vypínacího cyklu převzala proud zátěže. Při opětovném sepnutí tranzistoru MOSFET se proud začne uzavírat tranzistorem a proud diodou klesá k nule. Vodivost diody ovšem zůstává stejná, proto proud pokračuje se stejnou strmostí do záporných hodnot. Vodivost diody se začne vytrácet a obnovují se její blokovací schopnosti. Doba, než k této skutečnosti dojde je již dříve zmíněná závěrná zotavovací doba t_{rr} . Závěrný zotavovací náboj Q_{rr} je pak dán plochou ohraničenou průběhem proudu v záporných hodnotách a časovou osou.

5. IGBT tranzistor

Jedná se o jednu z nejmodernějších polovodičových součástek spojující do sebe výhody bipolárních a unipolárních tranzistorů. Tranzistor IGBT se pro řídicí obvody chová jako MOSFET tranzistor, tudíž nejsou potřeba velké výkony pro spínání a vypínání IGBT tranzistoru. Výkonová (spínací) část IGBT tranzistoru je tvořena bipolárním tranzistorem, tudíž IGBT tranzistory na vysoké napětí nemají negativní vlastnost MOSFET tranzistoru v podobě velkého odporu v sepnutém stavu.



Obr. 5.1. a) zjednodušená struktura IGBT
b) schématická značka
c) náhradní schéma

5.1. Základní vlastnosti a princip

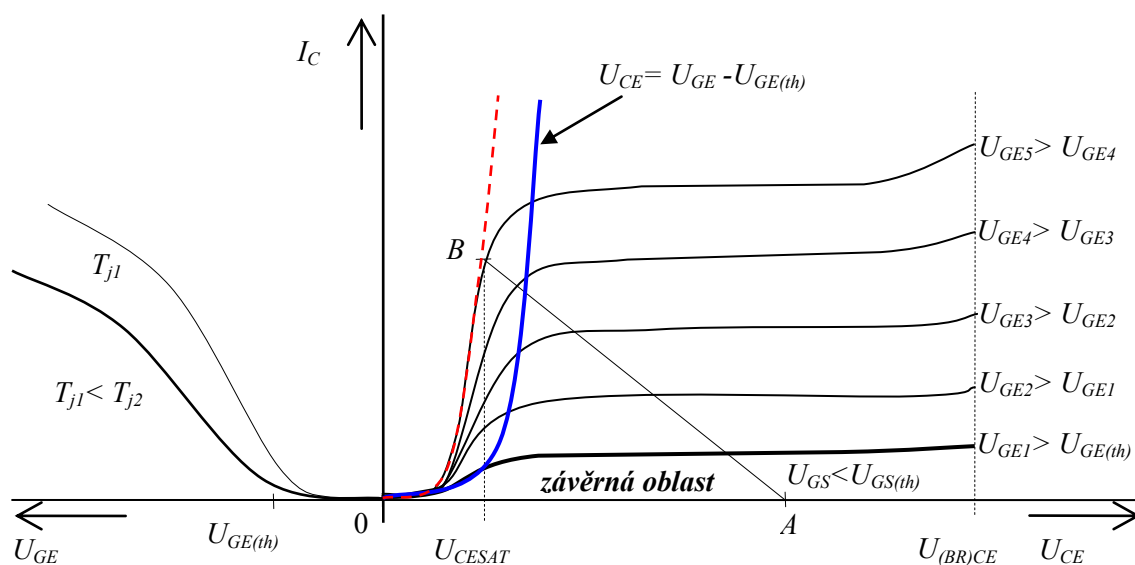
Tranzistory IGBT mají tři elektrody označovány E – emitor, C – kolektor a G – řídicí elektroda (hradlo). Na Obr. 5.1.c. je vidět zjednodušené náhradní schéma IGBT tranzistoru. Je-li přiloženo na řídicí elektrodu napětí $U_{GE} < U_{GE(th)}$, tranzistorem MOSFET teče proud, který je i proudem báze bipolárního tranzistoru PNP. Velikost proudu je závislá na velikosti napětí U_{GE} . Buzením PNP tranzistoru jsou injektovány díry do epitaxní vysoko ohmové vrstvy N. Tento děj má za následek nárůst koncentrace volných nosičů a pokles odporu v sepnutém stavu a tím zlepšení vlastností oproti strukturám MOSFET se zachováním výhody řízení součástky elektrickým polem. Tyto vlastnosti předurčují IGBT tranzistory k aplikacím pracujících s vysokým napětím. Špičkové IGBT tranzistory dosahují hodnot průrazného napětí $U_{BR(CE)}$ až 2 KV při zachování nízkého napětí U_{CE} v sepnutém stavu a velkých hodnot proudu I_C . Tranzistory IGBT obsahují už od výroby inverzní (zpětnou) diodu. Parametry a vliv na chování IGBT tranzistoru jsou obdobné jako u MOSFETu a jsou uvedeny v kap. 4.5. [2]

5.2. Statické parametry

Důležitými statickými parametry IGBT tranzistoru jsou saturační napětí U_{CESAT} , výstupní voltampérové charakteristiky, převodní charakteristiky, dále pak informace o vlastnostech v sepnutém stavu nám poskytují charakteristiky závislosti $U_{CESAT} = f(U_G)$ při konstantním proudu.

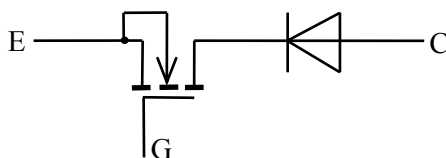
5.2.1. Výstupní a převodní charakteristiky

Výstupní voltampérové charakteristiky zobrazují stejně jako u bipolárních tranzistorů závislost I_C na napětí U_{CE} , ale s tím rozdílem, že parametrem není tentokrát proud báze I_B , ale je to napětí přiváděné na řídicí elektrodu G, tedy napětí U_{GE} . Výstupní VA charakteristiky společně s převodní charakteristikou jsou společně vyneseny na Obr. 5.2.. Zároveň je vynesena zatěžovací přímka pro R zátěž, kde bod A se nachází v závěrné oblasti a tranzistorem neteče žádný proud. Mezi elektrodami C a E je napětí zdroje. Zatímco pokud se nacházíme v pracovním bodě B, teče IGBT tranzistorem proud, který je daný v podstatě jen ohmickou hodnotou zátěže a mezi elektrodami E a C je saturační napětí U_{CESAT} .



Obr. 5.2. Výstupní a převodní charakteristika IGBT

Saturační napětí U_{CESAT} tranzistoru IGBT je o něco málo vyšší, než u tranzistorů bipolárních stejných parametrů, přesto se dostáváme na menší hodnotu napětí sepnutého tranzistoru, než jak by to bylo u MOSFETu stejných napěťových a proudových parametrů. Z výstupních charakteristik plyne, že IGBT tranzistor v sepnutém stavu má VA charakteristiku podobnou sepnuté diodě (Obr. 5.2. naznačeno přerušovanou červenou čarou pro napětí na hradle U_{GE5}). Z těchto předpokladů se sepnutý IGBT tranzistor nahrazuje schématem, které je na Obr. 5.3. Napětí sepnutého tranzistoru je potom dáno napětím U_{TO} diody a napětím vzniklém na sepnutém MOSFET tranzistoru s odporem $R_{DS(on)}$. Další nespornou výhodou IGBT tranzistoru je dosažitelné vyšší průrazné napětí $U_{BR(CE)}$, které je dané bipolární částí IGBT tranzistoru. Přebíhová charakteristika vynesena na Obr. 5.2. má podobně jako u MOSFET tranzistorů záporný teplotní součinitel, tedy s rostoucí teplotou klesá k nižším hodnotám proudu I_C při stejném napětí na řídicí elektrodě. [4]



Obr. 5.3. Model sepnutého IGBT tranzistoru

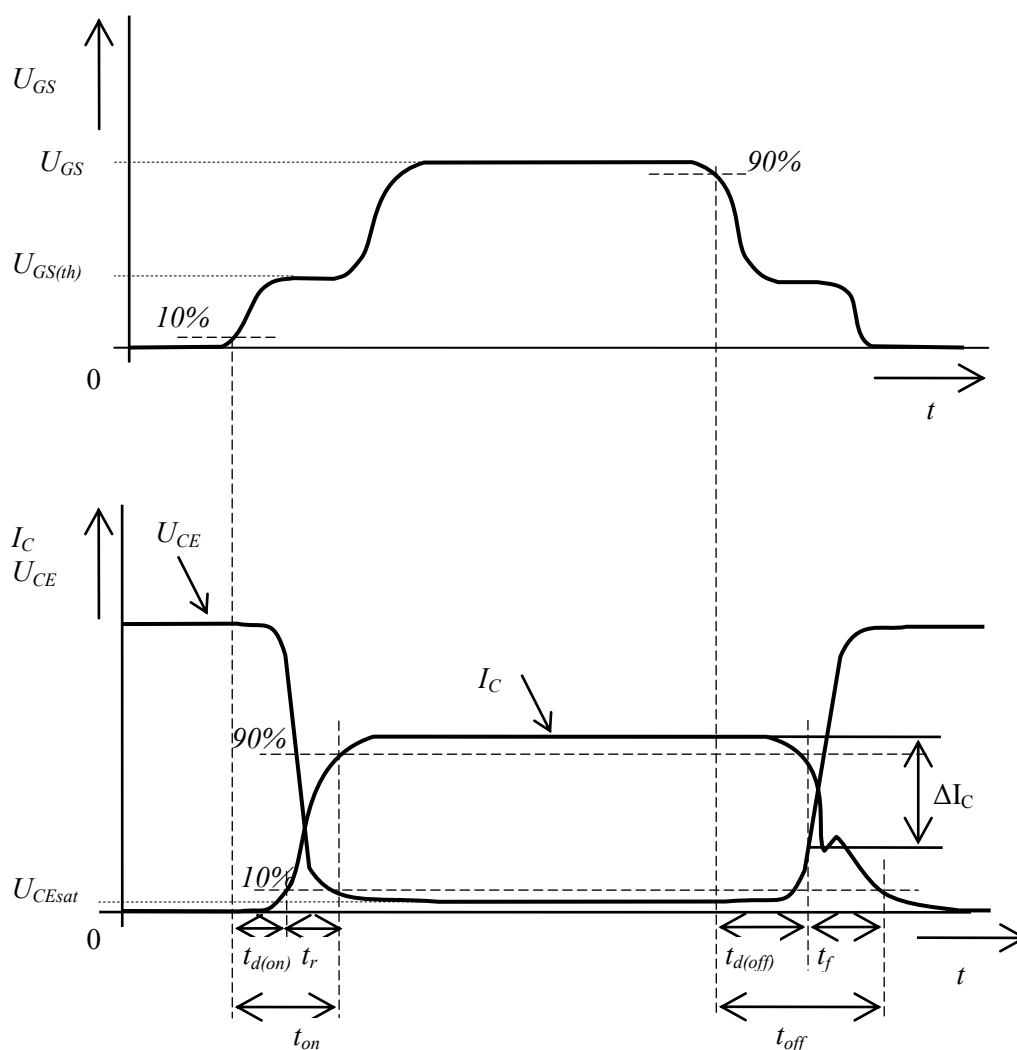
5.2.2. Přenosová strmost g_{fs}

Přenosová strmost IGBT tranzistoru je definována stejně jako u MOSFETu. Stejně jsou i možnosti odečtu z výstupních charakteristik. Rovněž i zde má přenosová strmost záporný teplotní součinitel, tedy s rostoucí teplotou klesá jeho strmost. Tento jev umožňuje paralelní spojování IGBT tranzistoru bez větších potíží. Ve skutečnosti IGBT tranzistor, který považujeme za jednu součástku, obsahuje ve svém pouzdře integrované od výroby paralelně spojené buňky, představující jednotlivé IGBT tranzistory, podobně jak je tomu u tranzistoru DMOS, jehož struktura je na *Obr. 4.3.* [4]

$$g_{fs} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{GE}} [S; A, V] \quad (5.1)$$

5.3. Dynamické parametry

Zapínací a vypínací průběhy IGBT tranzistorů se podobají velice průběhům MOSFET tranzistorů, přesto se najdou jisté odlišnosti, hlavně co se týče samotných pochodů v součástce.



Obr. 5.4. Průběh zapnutí a vypnutí tranzistoru IGBT

Zapínání tranzistoru IGBT je spojeno zapínacím procesem tranzistoru MOSFET se všemi důsledky. Pro vysvětlení spínacích pochodů se opět využívá náhradní schéma (*Obr. 5.1.c*). Po přivedení kladného napětí na řídicí elektrodu se začnou nabíjet vstupní kapacity řídicí elektrody. Po určité době zpoždění sepne tranzistor MOSFET a začne jím téct proud, který je rovněž proudem báze PNP tranzistoru. Tranzistor PNP spíná rovněž s určitým zpožděním, které je dáno šířkou oblasti báze a začne jím téct kolektorový proud. Jelikož je oblast báze velice úzká nedochází k razantnímu prodloužení doby zpoždění oproti tranzistorům MOSFET. Doba zpoždění $t_{d(on)}$ od přivedení U_{GE} na řídicí elektrodu a nárůstem proudu na 10% I_C IGBT tranzistoru je pak složena z výše popsaných časů. Následuje doba nárůstu t_r proudu na hodnotu 90% I_C . Zapínací doba t_{on} IGBT tranzistoru je pak dána součtem doby zpoždění a doby nárůstu. Zapínací doby IGBT tranzistoru jsou o něco delší, než u tranzistorů MOSFET, způsobené právě zpožděním sepnutí tranzistoru PNP, přesto jsou nesrovnatelně kratší než u bipolárních struktur a pohybují se v řádech desítek až stovek nanosekund.

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (5.2)$$

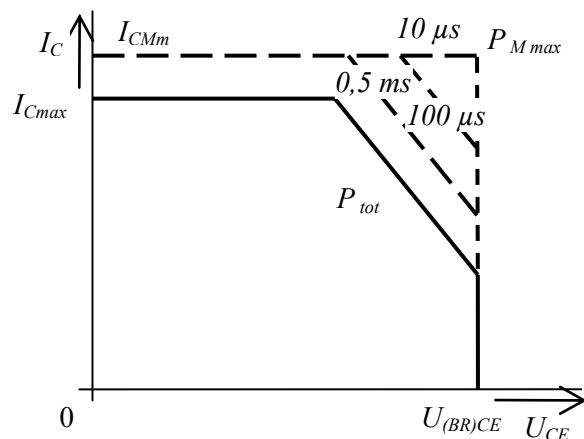
K vypnutí IGBT tranzistoru je třeba vybit vstupní kapacity řídicí elektrody. Doba zpoždění $t_{d(off)}$ je definována jako doba od poklesu řídicího napětí na 90% své původní hodnoty, až po začátek poklesu proudu I_C (opět od 90% původní hodnoty). Nyní začíná průběh vypínání odlišný od tranzistoru MOSFET, který je způsoben opět bipolární strukturou. Jakmile klesne napětí U_{GE} pod hodnotu $U_{GE(th)}$ vypíná tranzistor MOSFET (*Obr. 5.1.c*), to má za následek nárůst napětí U_{CE} a skokové změny (poklesu) proudu ΔI_C IGBT tranzistorem. Bipolární tranzistor PNP má ještě z předešlého sepnutého stavu nahromaděné volné nosiče v prostoru báze. Aby se mohl obnovit závěrně polarizovaný přechod PN musí tyto nosiče být odstraněny. U bipolárních tranzistoru je toto odstranění možné urychlit záporným proudem báze, ale tady tato možnost neexistuje. Volné nosiče jsou proto odsávány kolektorem a prodlouží se tak doba poklesu t_f . Vypínací doba je pak dána součtem doby poklesu a doby zpoždění při vypínání. Vypínací doby IGBT tranzistorů jsou oproti MOSFET tranzistorů o něco delší, přesto vzhledem k bipolárním tranzistorům jsou nesrovnatelně kratší. Vypínací doby se pohybují ve stovkách nanosekund.

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (5.3)$$

Výše popsané průběhy zapínání a vypínání platí pro odporovou zátěž. V případě RL zátěže jsou průběhy zapínání a vypínání obdobné jako u tranzistoru MOSFET spínající rovněž RL zátěž. S tím rozdílem, že průběh vypínání, respektive doba poklesu a její průběh koresponduje s výše popsanými principy.

Dalším podstatným dynamickým parametrem IGBT tranzistoru je vstupní kapacita označována C_{iss} a náboj řídicí elektrody (hradla) Q_g , který je nutný dodat pro sepnutí IGBT tranzistoru. [4]

5.4. Dovolená pracovní oblast



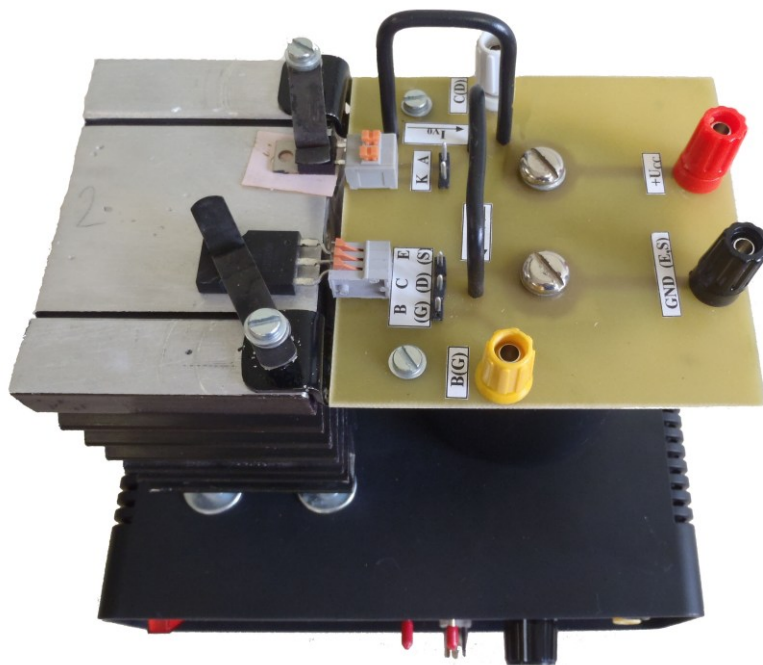
Obr.5.6. Dovolená pracovní oblast IGBT

Dovolená pracovní oblast stejně jako u předešlých typů tranzistorů informuje, kde se může za různých provozních podmínek pohybovat pracovní bod a do kterých oblastí se naopak nesmí za žádných okolností dostat. Dovolená pracovní oblast je omezena jednak maximální přípustným proudem I_{Cmax} , dále pak průrazným napětím $U_{BR(CE)}$ a pak přímkou konstantního ztrátového výkonu P_{TOT} . Přerušovanou čarou je oblast rozšířená pro provoz ve spínacím režimu pro různé spínací časy.

6. Měřicí stanoviště

Požadavek na laboratorní měřicí stanoviště parametrů výkonových spínacích tranzistorů je kompaktnost, snadná manipulace a možnost výměny různých typů tranzistorů a nulových diod bez použití nářadí. Dalším předpokladem je možnost připojit měřicí přístroje nebo osciloskop, tak ať je možné zobrazit požadovaný průběh, nebo změřit hodnotu proudu či napětí ve všech možných bodech obvodu. Pro měření statických parametrů jsou to hodnoty proudu báze I_B , proud kolektoru I_C a napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} . V případě tranzistoru MOSFET a IGBT jsou to v podstatě tytéž hodnoty s tím rozdílem, že měříme hodnoty napětí na řídící elektrodě U_G . Při měření dynamických parametrů je nutné zobrazit průběh zapínacích a vypínacích pochodů, proto stanoviště musí mít možnost připojit sondy osciloskopu mezi C – E v případě bipolárních a IGBT tranzistoru a mezi D – S v případě tranzistoru MOSFET. Stanoviště musí rovněž umožnit zobrazit proud I_C (I_D), proud báze I_B bipolárního tranzistoru a napětí na řídící elektrodě U_G IGBT a MOSFET tranzistoru. Měřicí stanoviště by dále mělo umožnit zobrazit proud a napětí nulovou diodou, tak ať je možné posoudit vliv na spínací průběhy a zároveň měřit dynamické parametry různých typů diod. Stanoviště by dále mělo obsahovat budiče výkonových tranzistorů. Z předchozích kapitol plyne, že je rozdíl mezi řízením bipolárních tranzistorů, které řídíme proudem báze a MOSFET a IGBT tranzistorů, jenž jsou řízeny napětím. Budiče musí být navrženy tak, aby odpovídaly těmto požadavkům a opět byly dodrženy požadavky kompaktnosti stanoviště.

6.1. Mechanická konstrukce měřicího stanoviště



Obr. 6.1. Mechanická konstrukce měřicího stanoviště

Celá konstrukce stanoviště je postavená na krabici KG-B31 o rozměrech 205x180x70mm od firmy GES, v jejíchž útroběch se nachází budiče a obvod pro měření náboje hradla. Na horním víku krabice je přišroubován filtrační kondenzátor od firmy SIEMENS o průměru 77 mm a výšce 113 mm. Vývody kondenzátoru složí jako opora pro desku plošných spojů (DPS) a zároveň je tak

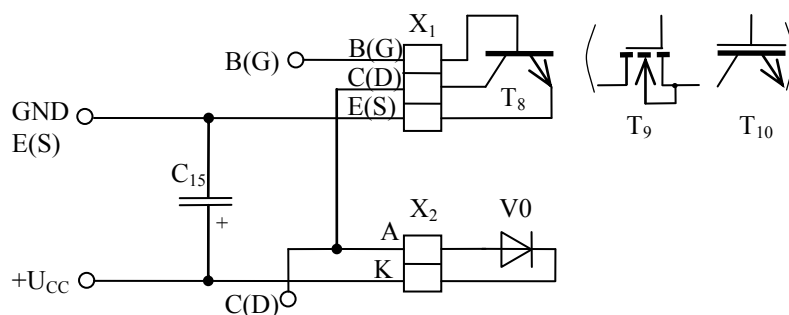
vodivě spojen s obvodem pro měření parametrů. Nedílnou součástí stanoviště je chladič, na kterém jsou umístěny samotné spínací prvky. Chladič i kondenzátor byl použit starší z předchozích přípravku, které v rámci této práce byly modernizovány.

Jedná se o chladič od firmy ČKD typ L65 o rozměrech 100x65x100 dnes dostupný v trochu inovované podobě s odporem chladiče $R_{th\ h-a}=0,79\text{K/W}$ pro přirozené chlazení [5]. Chladič je rovněž šroubovým spojem připevněn na víko krabičky. Aby bylo dosaženo požadované výšky horní plochy chladiče, na které jsou umístěny samotné spínací prvky, jejichž vývody jsou zastrčeny v pružinových konektorech napájených v desce plošných spojů, je chladič zvednut o výšku 20 mm distančním sloupky. Na chladiči jsou distančními sloupky M3x10mm připevněny kovové úhelníky, kterými je DPS rovněž připevněna a mechanicky podpořena. Na distančních sloupcích jsou pak našroubovány plíšky z pružinové ocele, které zajišťují přítlačnou sílu tranzistoru a nulové diody na chladič. Plíšky byly použity z rozdělovače automobilového zapalování. V případě potřeby výměny tranzistoru je třeba pružinový plíšek nadzvednout a vytočit do strany. Aby nedošlo k povolení upevňovacího šroubu je zajištěn kontramatkou. Samotný elektrický kontakt vývodu z pouzdra tranzistoru je zajištěn již zmíněnou svorkovnicí. Předpoklad byl, že se budou používat většinou tranzistory v pouzdře TO220, z čehož plyne vzdálenost jednotlivých vývodu 2,54 mm. V případě použití tranzistoru, který má jiné pouzdro je potřeba vývody upravit (ohnout), tak jak tomu bylo u měření parametrů bipolárního tranzistoru BU508AW, který je v pouzdře SOT429. Nulová dioda je upevněna stejným způsobem. Ovšem pružinová svorkovnice má tentokrát vzdálené otvory 5 mm. Opět bylo předpokládáno, že se bude používat nulových diod v pouzdře TO220.

Deska plošných spojů je jednostranná. Deska je osazena měřicími hroty pro možnost připojení osciloskopu, zdírkami na „banánky“, kterými se připojují různé typy zátěže a napájecí zdroje. Filtrační kondenzátor má na stranně vodivých cest pocínované měděné plošky, aby se zamezilo oxidaci a zvýšení přechodových odporů. Totéž platí pro všechny zdířky, které jsou připevněny šroubovým spojem. Aby bylo možné snímat proud I_C (I_D), I_{V0} proudovou sondou osciloskopu, jsou vyvedeny na horní straně desky měděné pevné vodiče o průřezu $2,5\text{ mm}^2$, které tvoří cestu již zmíněných proudů. Vodič je průřezově předimenzovaný, ale z důvodu mechanické pevnosti byl zvolen tento průřez, aby nedocházelo při připojení proudové sondy k ohybu vodiče.

6.2. Schéma zapojení měřicího stanoviště a návrh obvodových prvků

6.2.1. Výkonová část



Obr. 6.2. Schéma zapojení výkonové části

Na Obr. 6.2. je zobrazeno schéma zapojení výkonové části měřicího stanoviště. Označení jednotlivých svorek koresponduje s označení na finálním přípravku. Ve schématu je naznačeno připojení bipolárního tranzistoru do svorkovnice. V závorce jsou pak další typy tranzistorů, které lze připojit, přičemž musí být zachováno správné pořadí vývodů. Kondenzátor C_{15} je filtrační o kapacitě $2200\mu\text{F}$. Při měření statických parametrů se na vstup $+U_{CC}$ a GND přivádí vyfiltrované napětí z regulovatelných zdrojů. Ovšem při měření dynamických parametrů se na vstupní svorky přivádí napětí z třífázového uzlového usměrňovače, které je nutné vyfiltrovat. Třífázový usměrňovač, který zde není zakreslen, je napájen z oddělovacího transformátoru. Pružinové svorkovnice jsou ve schématu označeny X_1 pro tranzistory a X_2 pro nulové diody. Osazovací výkres DPS s rozměry a výkres desky ze strany spojů jsou uvedeny v Příloze č.1..

6.2.2. Řídící část

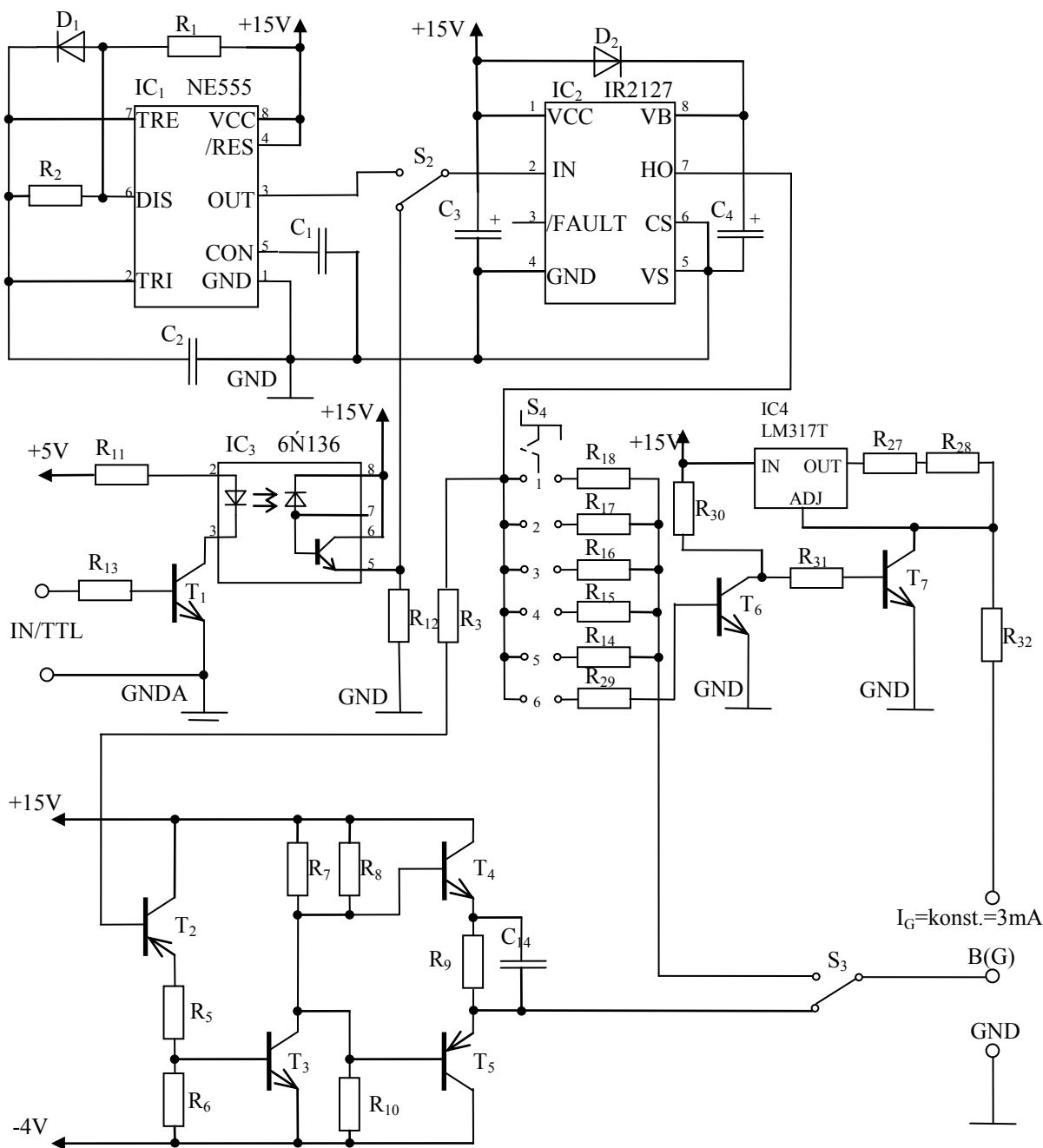
Na Obr. 6.3. je nakresleno schéma zapojení budičů, generátoru frekvence a galvanického oddělení vstupu externího generátoru. Generátor frekvence obdélníkového průběhu je tvořen notoricky známým časovačem NE555. Časovač je napájen 15 V a je zapojen jako astabilní klopný obvod, tudíž má dvě nestabilní polohy mezi kterými neustále kmitá. Dioda D_1 zajišťuje střidu 1:1. Vlastní frekvence je nastavená prvky R_1 , R_2 a kondenzátorem C_2 . Výpočet frekvence je pak dán vztahem (6.1.), který je udáván v katalogových listech obvodu NE555 [6]. Jedinou úpravou v matematickém vztahu je, že rezistor R_2 díky zapojené diodě D_1 se nenásobí dvakrát. Generátor byl navržen na frekvenci 1,2 kHz.

$$f = \frac{1,4}{(R_1 + R_2) \cdot C_2} = \frac{1,4}{(1200 + 1200) \cdot 470 \cdot 10^{-9}} = 1,2\text{kHz} \quad (6.1.)$$

Výstup generátoru je přiveden na přepínač S_2 , kterým si uživatel volí, zda používá při měření interní generátor nebo externí generátor, kde si může nastavit požadovanou frekvenci v rozsahu 0-20kHz, pak už je horní mez frekvence limitována rychlostí optočlenu. Na externí vstup je možné přivést TTL signál. Optočlen 6N136 galvanicky odděluje vstupní část od budičů. Aby bylo možné připojit laboratorní generátor frekvence, musí být proudově posílen vstup optočlenu. Hodnota vstupního proudu může dosahovat 25mA. Z důvodu proudového posílení musí být optočlen napájen z dalšího zdroje, který je rovněž galvanicky oddělen od ostatních obvodů. Napájení optočlenu bylo navrženo na hodnotu 5 V. Ve schématu je galvanické oddělení naznačeno zemi GNDA. Výstup externího generátoru je tedy přiveden přes BNC konektor na rychlý spínací tranzistor T_1 2N2222, který proudově posílí vstupní signál. Rezistor R_{11} nastavuje hodnotu proudu optočlenem. Výpočet hodnoty rezistoru je proveden s následujícími úvahami. Na sepnutém tranzistoru T_1 dle výrobce vzniká úbytek napětí 0,4V. Na optočlenu vzniká úbytek v propustném směru 1,45 V. Při známé hodnotě proudu (25mA) lze vypočítat pomocí II. Kirchhoffova zákona a Ohmová zákona hodnotu rezistoru R_{11} dle vztahu (6.2.)

$$R_{11} = \frac{U_1 - U_{CESAT} - U_F}{I_F} = \frac{5 - 0,4 - 1,45}{0,025} = 126\Omega \quad (6.2),$$

kde U_1 je napájecí napětí, U_{CESAT} napětí na sepnutém tranzistoru, U_F napětí na optočlenu a I_F proud optočlenem.



Obr. 6.3. Schéma zapojení budičů

S ohledem na spotřebu a bezporuchový provoz není vhodné dimenzovat na horní mez proudu. Proto byl zvolen rezistor o větší hodnotě a ověřena správná funkce měřením. Hodnota rezistoru R_{11} v realizovaném obvodu je $270\ \Omega$. Z přepínače S_2 je podle jeho polohy veden na vstup obvodu IR2127 buďto signál z interního nebo externího generátoru. Obvod IR2127 je už samotný budič MOSFET a IGBT tranzistorů. Při sestavování obvodu budiče bylo dodrženo obvodové schéma dané výrobcem. Jelikož nebylo potřeba využívat ochranné funkce detekce proudového přetížení výkonového spínače, který je budičem řízen, byl vstup CS připojen na společnou zem. Pokud by tak nebylo učiněno, budič by zůstal v zablokovaném stavu a na výstupu FAULT, který je aktivní ve spodní úrovni by bylo možné detekovat poruchový stav. Těto možnosti se často v reálných

aplikacích využívá, ale pro účely měřicího stanoviště nebylo této funkce využito. Další mírnou odlišností, oproti schématu udávaného výrobcem, je připojení výstupu V_S . Jelikož se jedná o budič pro horní spínač v můstkovém zapojení, který je schopný pracovat na plovoucí hladině napětí, bývá výstup V_S připojen ve středu můstku, tedy na zem je připojen až přes zátěž. Měřicí stanoviště pracuje jen s jedním spínačem, proto byl v tomto případě výstup V_S připojen přímo na GND. Na správné funkci obvodu se tato modifikace nijak neprojevila. Hodnoty kondenzátoru C_3 a C_4 byly zvoleny experimentálně na hodnotu $10\mu\text{F}$ s ohledem na požadovaný průběh výstupního napětí a předpokládaném proudovém zatížení. Dioda D_2 , která zajišťuje nabíjení kondenzátoru C_4 musí být dostatečně rychlá, tak aby nebránila přebíjení inkriminovaného kondenzátoru. Zvolena byla stejně jako u časovače univerzální rychlá dioda 1N4448. Budič IR2127 je napájen 15V ze zdroje, který je součástí celého stanoviště. Výstup budiče IR2127 je následně připojen do dvou míst. Prvním místem je otočný přepínač S_4 . Otočným přepínačem, který má celkem 6 poloh, si uživatel volí hodnotu rezistoru R_G , který se zařadí mezi budič a řídicí elektrodu G MOSFET nebo IGBT tranzistoru. První poloha nastavuje hodnotu R_G na 15Ω , následují hodnoty až do polohy číslo pět v tomto pořadí – 33Ω , 82Ω , 100Ω a 120Ω . Výstup otočného přepínače S_4 je napojen na další přepínač S_3 , kterým uživatel volí, jestli je na výstupní svorce B (D) připojen budič MOSFET/IGBT tranzistorů s předřazenými odpory R_G , nebo budič bipolárního tranzistoru. V případě přepnutí otočného přepínače S_4 do polohy 6 se aktivuje obvod pro vyhodnocení náboje hradla. Pokud uživatel chce měřit náboj řídicí elektrody (hradla) MOSFET nebo IGBT tranzistorů, je potřeba přepnout již zmíněný otočný přepínač do polohy 6 a propojit řídicí elektrodu s výstupem označeným $I_G = \text{konst.} = 3\text{mA}$. Pokud je řídicí elektroda buzena přímo z výstupu budiče, je proud, který nabíjí vstupní kapacity řídicí elektrody, omezen jen rezistorem R_G . Jedná se o krátké proudové špičky, které nejsou pro jednoduché určení náboje hradla vhodné. Pro snadné určení náboje hradla je nejvhodnější omezit proud hradla na malou konstantní hodnotu. Konstantní hodnota proudu je vytvořená proudovým zdrojem pomocí obvodu LM317T napájeného 15V. Zapojení stabilizátoru LM317T jako proudový zdroj bylo převzato z katalogových listů, kde výrobce uvádí i vztah (6.3) pro výpočet rezistoru, nastavující hodnotu proudu. [7]

$$I_{\text{konst.}} = \frac{1,25}{R} + I_{\text{ADJ}} \approx \frac{1,25}{R} \Rightarrow R = \frac{1,25}{3 \cdot 10^{-3}} = 416\Omega \quad (6.3)$$

Hodnota konstantního proudu byla zvolena na 3mA. Požadované velikosti odporu bylo dosaženo sériovým spojením rezistorů R_{28} a R_{27} . Samotný princip obvodu pro měření náboje hradla je jednoduchý. Pokud je výstup z budiče IR2127 v horní úrovni (15V), spíná tranzistor T_6 , což má za následek rozepnutí tranzistoru T_7 . V tento okamžik je vstupní kapacita připojeného tranzistoru MOSFET nebo IGBT nabíjena konstantním proudem o hodnotě 3mA. Jakmile výstup budiče přejde na spodní úroveň, tranzistor T_6 vypíná a tranzistor T_7 spíná. Výstup $I_G = \text{konst.} = 3\text{mA}$ je tranzistorem T_7 spojen se zemí, tudíž vstupní kapacita MOSFET nebo IGBT tranzistoru je vybíjena a tranzistor vypíná. Rezistor R_{32} slouží hlavně pro omezení vybíjecího proudu při vypínání tranzistoru. Rezistor R_{29} byl volen experimentálně, tak aby tranzistor T_6 byl sepnut a měl co nejmenší úbytek, ale zároveň tak aby nezatěžoval a neovlivnil strmost hran signálu vystupujícího z budiče. Se stejnými předpoklady byla volena i hodnota rezistoru R_3 , který je rovněž připojen na výstup IR2127 a na tranzistoru T_2 . Tento tranzistor už patří do samotného budiče bipolárních tranzistorů. V podstatě jde o proudové posílení výstupu z IR2127 s určitými úpravami výstupního průběhu. Budič bipolárního tranzistoru byl zvolen v konfiguraci se zvýšením napěťové zatížitelnosti bipolárního tranzistoru v rozepnutém stavu přivedením záporného napětí na bázi (viz

kap.2.2.3). Sepnutím tranzistoru T_2 vznikne na děliči tvořeném rezistory R_5 a R_6 úbytek napětí. Na bázi tranzistoru T_3 je tak přiveden kladný potenciál a tranzistor rovněž spíná. Sepnutí tranzistoru T_3 má za následek přivedení napětí $-4V$ na bázi tranzistoru T_4 a tento tranzistor vypíná. Naopak je tomu u tranzistoru T_5 , který v tomto okamžiku sepne. Při této sepnuté kombinaci a přepnutí přepínače S_3 do polohy BJT je na výstupní svorce B(G) napětí $-4V$. V okamžiku rozepnutí tranzistoru T_2 tranzistory T_3 a T_5 vypínají a spíná tranzistor T_4 . Návrh jednotlivých tranzistorů a rezistorů v této části budičů byl proveden v simulačním programu MULTISIM. Jako spínací tranzistory byly zvoleny BD139 v případě NPN tranzistorů a BD140 v případě PNP tranzistorů. Vzhledem k velkým výkonovým ztrátám při sepnutí tranzistoru T_3 na rezistorech R_7 a R_6 , jejichž paralelní kombinace má hodnotu 340Ω , musí být tyto rezistory výkonové. Plošný spoj byl v tomto případě osazen 5W rezistory. Nízká hodnota paralelní kombinace R_7 a R_6 je z důvodu dostatečného vybuzení tranzistoru T_4 , přes který teče proud báze výkonového spínacího tranzistoru, který je na stanovišti měřen. Rezistorem R_9 je pak omezen výstupní proud do báze výkonového tranzistoru. Bipolární budič byl navržen na výstupní proud $I_B=0,8A$. Z toho plyne, že i na samotném rezistoru R_9 dochází při napájení budiče 15V ke značným ztrátám. Byl navržen rezistor o hodnotě $8,2\Omega$ a ztrátovém výkonu 10W. S tím, že bylo uvažováno a navrženo, že celý úbytek napětí při hodnotě proudu 0,8A nevznikne na tomto rezistoru, ale část bude na tranzistoru T_4 . Následně musel být dle níže uvedených výpočtu vhodně navržen chladič tranzistoru T_4 .

Výpočet střední hodnoty proudu tranzistorem T_4 : (střída 1:1)

$$I_{T4(AV)} = \frac{I_{T5}}{2} = \frac{0,8}{2} = 0,4A \quad (6.3)$$

Měřením bylo zjištěno napětí U_{CE} v sepnutém stavu ($U_{CE}=6V$), pak je dán ztrátový výkon:

$$P_{TOT(T4)} = U_{CE} \cdot I_{T4(AV)} = 6 \cdot 0,4 = 2,4W \quad (6.4.)$$

Při výpočtu ztrátového výkonu byly zanedbány spínací ztráty z důvodu nedostupnosti potřebné energie při zapínání a vypínání, která je běžně udávána v katalogových listech. Proto byl následně chladič pro rezervu předimenzován. Z katalogových listů byly odečteny hodnoty tepelných přechodových odporů, maximální hodnota teploty přechodu T_j a to:

$R_{thj-c}=10K/W$, $R_{thc-h}=0,1K/W$ (styčné plochy byly ošetřeny tepelně vodivou vazelinou), $T_j=150^\circ C$ (ve výpočtu je uvažována teplota $100^\circ C$)

Hodnota tepelného odporu chladiče byla vypočtena dle vztahu (6.5).

$$R_{thh-a(T4)} = \frac{T_j - T_a}{P_{TOT(T4)}} - (R_{thj-c} + R_{thc-h}) = \frac{100 - 30}{2,4} - (10 + 0,1) = 19,06K/W \quad (6.5)$$

Z výše uvedenými úvahami byl zvolen chladič V4330K o tepelném odporu $10K/W$ [8]. Následná kontrola prokázala, že s tímto chladičem a zatížením tranzistoru bude pracovní bod v dovolené pracovní oblasti.

Zbývá už jen uvést podstatu připojeného kondenzátoru C_{14} paralelně k rezistoru R_9 . Kondenzátor při sepnutí tranzistoru T_4 zvyšuje strmost a velikost proudu I_{T4} a tedy i proud do báze

výkonového spínacího tranzistoru, což má za následek urychlení sepnutí. Po nabití kondenzátoru C_{14} se již v obvodu neuplatňuje. Jeho vliv se projeví až při vypínání výkonového spínacího tranzistoru, kdy naopak způsobí zápornou proudovou špičku a urychlí tak jeho vypnutí. Tento princip spínacích pochodů je popsán v *kap. 2.3*. Osazovací výkres s rozměry DPS a výkres desky ze strany spojů je uveden v *Příloze č.2.*

6.2.3. Napájecí zdroj řídicí části

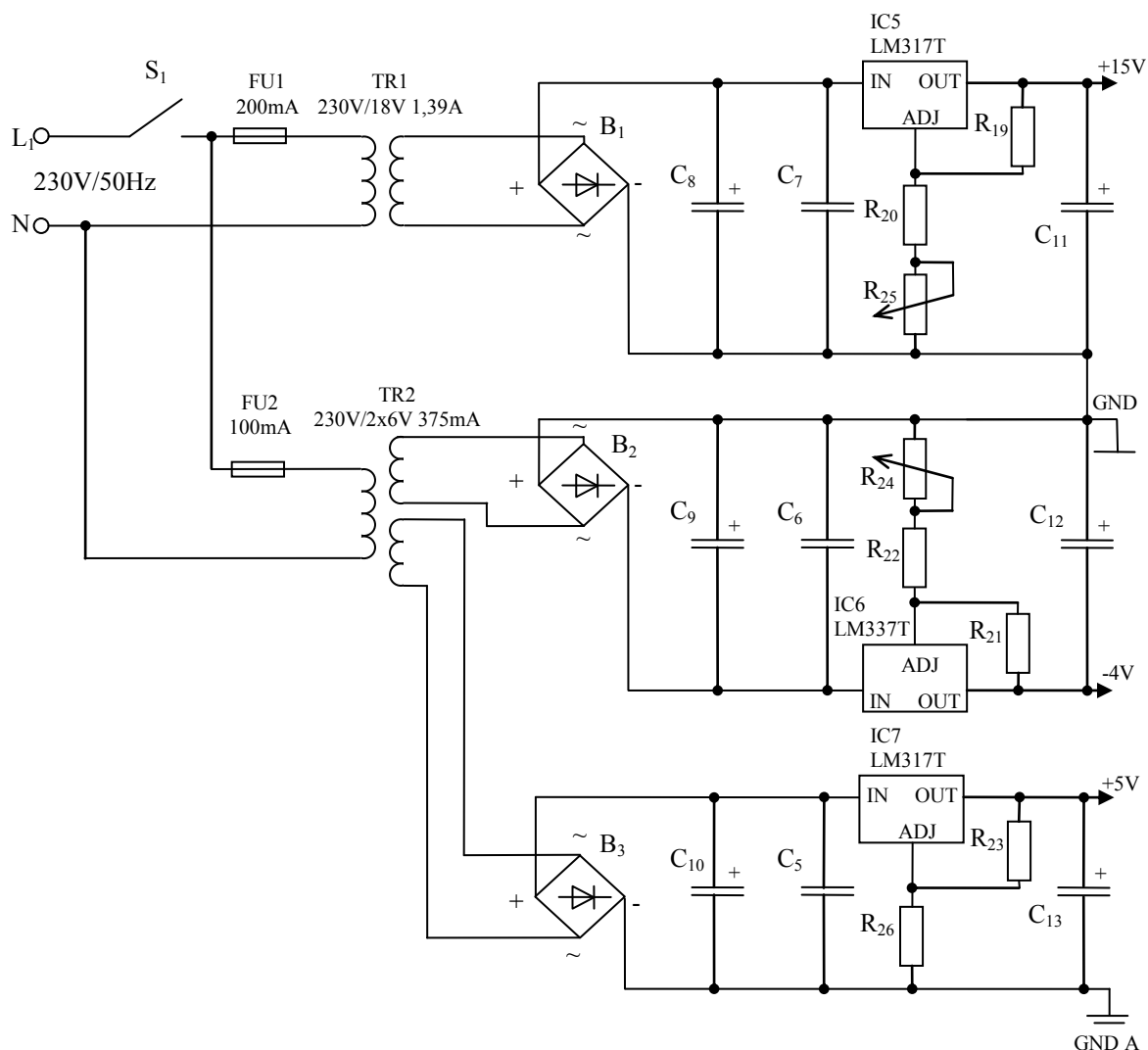
Napájecí zdroje budičů a veškerých obvodů v řídicí části je nezbytnou podmínkou kompaktnosti celého stanoviště. Z předchozích dvou podkapitol plyne, že je potřeba napájecího zdroje, který splňuje určité parametry. Jednak je to zdroj, který bude mít na výstupní straně napětí 15V a bude schopen dodat dostatečně velký proud pro budič bipolárního tranzistoru. Dále je potřeba napětí -4V rovněž pro obvody bipolárního budiče a v neposlední řadě zdroj 5V, který bude galvanicky oddělený od ostatních částí a slouží pro napájení proudového posílení vstupu optočlenu. Vstupní napětí 230V/50Hz je přes spínač S_1 (*Obr. 6.4.*) přivedeno na pojistku FU1, která slouží pro jištění transformátoru TR1 a dále pak na pojistku FU2, která chrání proti přetížení transformátor TR2. Na sekundárním vinutí TR1 je napětí 18V s možností odběru proudu 1,39A, což je pro účely měřicího stanoviště dostačující. Transformátor TR2 má dvě 6V sekundární vinutí. Jedno vinutí je využíváno pro bipolární budič a druhé vinutí je galvanicky odděleno a využíváno pro vstupní obvody optočlenu. Všechna sekundární napětí jsou jednotlivými jednofázovými můstkovými usměrňovači usměrněna. Usměrňovače byly dimenzovány s ohledem na zatížení. Zejména pak B_1 byl dimenzován na zatížení proudem, který je dán součtem proudu odebíraným řídicími obvody a proudem, který je dodáván do báze výkonového bipolárního tranzistoru, jehož parametry jsou na stanovišti měřeny. Jednotlivá usměrněná napětí jsou filtračními kondenzátory vyfiltrována a přivedena na nastavitelné stabilizátory napětí IC5 a IC7 v podobě LM317T. (V případě stabilizace napětí na -4 V je použit stabilizátor obvod LM337T, který umožňuje stabilizovat zápornou hodnotu napětí). Zapojení stabilizátoru bylo převzato z katalogových listů dodávaných výrobcem, stejně tak i vztah (6.6) [7]. Pro výpočet rezistorů, kterými se nastavuje hodnota výstupního napětí je vztah upraven a přeindexován, tak aby souhlasil s označením rezistorů ve schématu.

$$U_{OUT} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} \cdot R_2 \quad (6.6)$$

Příklad výpočtu je uveden pouze pro stabilizaci napětí na 15V v ostatních případech se postupuje stejným způsobem.

Výstupní napětí $U_{OUT}=15V$, hodnota rezistoru $R_{19}=270\Omega$ (zvolena dle katalogových listů), úbytek napětí daný člen $I_{ADJ} \cdot R_{20}$ lze s ohledem na malou hodnotu proudu I_{ADJ} zanedbat. Pak úpravou rovnice (6.6) lze hodnotu R_{20} vypočítat ze vztahu (6.7):

$$R_{20} = \frac{U_{OUT} - 1,25}{I_{ADJ}} = \frac{15 - 1,25}{270} = 2,9k\Omega \quad (6.7)$$



Obr. 6.4. Schéma zapojení napájecího zdroje

Stabilizátor IC5 je potřeba vzhledem k výkonovým ztrátám, které na něm vznikají chladit. Při návrhu chladiče bylo postupováno obdobně jako u návrhu chladiče pro tranzistor T_5 .

$$P_{TOT} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT(AV)} = (23 - 15) \cdot 0,5 = 3,57W \quad (6.7) \text{ kde,}$$

U_{IN} je hodnota napětí na vstupu stabilizátoru a je dána vztahem (6.8.), U_{OUT} hodnota výstupního napětí a $I_{OUZ(AV)}$ střední hodnota odebíraného proudu ze stabilizátoru (tato hodnota odpovídá hodnotě $I_{T4(AV)}$ navýšená o proud odebíraný ostatními obvody řídicí části, který je 100mA).

$$U_{IN} = 0,9 \cdot U_{2max} = 0,9 \cdot 25,56 = 23V \quad (6.8.)$$

kde, U_{2max} je maximální hodnota výstupního napětí na sekundární straně TR1, na kterou se nabíjí filtrační kondenzátor, 0,9 konstanta dvoupulzního usměrňovače.

Z katalogových listů byly odečteny hodnoty tepelných odporů: $R_{th \ j-c} = 5K/W$, $R_{th \ c-h} = 0,1K/W$ (styčné plochy byly ošetřeny tepelně vodivou vazelínou), $T_j = 125^\circ C$

$$R_{th\,h-a(IC5)} = \frac{T_j - T_a}{P_{TOT(IC5)}} - (R_{th\,j-c} + R_{th\,c-h}) = \frac{125 - 30}{3,57} - (5 + 0,1) = 14,5 K/W \quad (6.9)$$

Stejně jako u tranzistoru T_4 byl zvolen chladič V4330 s tepelným odporem 10K/W [8].

Na Obr. 6.5. je vidět osazená DPS umístěná v krabici se všemi ovládacími prvky. Celé realizované stanoviště z předního pohledu je na Obr. 6.6. Laboratorní stanoviště po kompletaci bylo dolazeno a zkušební měřením byla ověřena správnost funkce všech komponentů. V rámci realizační části této diplomové práce byly vyrobeny celkem dvě tyto stanoviště stejných parametrů a rozměrů.



Obr. 6.5. Umístění osazené DPS v konstrukční krabici



Obr. 6.6. Čelní pohled na laboratorní stanoviště pro měření statických a dynamických parametrů výkonových spínacích tranzistor

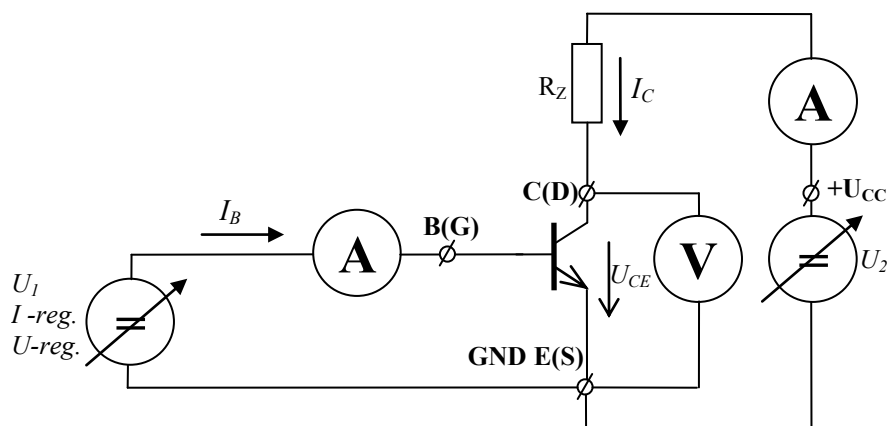
7. Kontrolní měření

Bylo provedeno měření jak statických, tak dynamických parametrů bipolárního, MOSFET a IGBT tranzistoru. Dále při měření dynamických parametrů byly změřeny dynamické vlastnosti dvou různých typů nulových diod. V této kapitole je popsán postup s uvedením příkladu naměřených průběhů. Veškeré naměřené hodnoty, vypočítané hodnoty a průběhy jsou uvedeny v protokolu o měření, který je v *Příloze č.3.* Měření dynamických a statických parametrů je limitováno možnostmi školních laboratoří. S tímto faktem je k naměřeným hodnotám a průběhům taky nutné přistupovat. Veškeré naměřené hodnoty byly v rámci možnosti porovnávány s hodnotami udávanými výrobcem. V některých případech bylo dosaženo poměrně přesných výsledků, v jiných případech se ke katalogovým hodnotám vzhledem k omezeným možnostem v jakém provozním rozsahu bylo měřeno, jen přibližujeme.

7.1. Měření statických parametrů

7.1.1. Měření statických parametrů bipolárního tranzistoru

Veškeré statické parametry bipolárních tranzistorů jsou popsány v *kap. 2.* Vzhledem k omezeným možnostem školních laboratoří bylo měření statických parametrů soustředěno hlavně na výstupní VA charakteristiky a závislost saturačního napětí U_{CESAT} na proudu báze I_B . Na *Obr. 7.1.* je zobrazeno schéma zapojení pro měření statických parametrů s vyznačenými svorkami, jejichž názvy odpovídají názvům svorek na realizovaném stanovišti. Na uživateli je rozhodnout se, zda při měření zapojí stanoviště dle uvedeného schématu a bude využívat možnost regulace proudu proudovým omezením, které je součástí zdroje U_1 , nebo zapojí do obvodu báze proměnný rezistor a hodnotu proudu bude nastavovat změnou jeho velikosti. V tomto měření byla provedena první možnost. Měřeny byly statické parametry tranzistoru BU508AW.



Obr. 7.1. Schéma zapojení stanoviště pro měření statických parametrů bipolárního tranzistoru

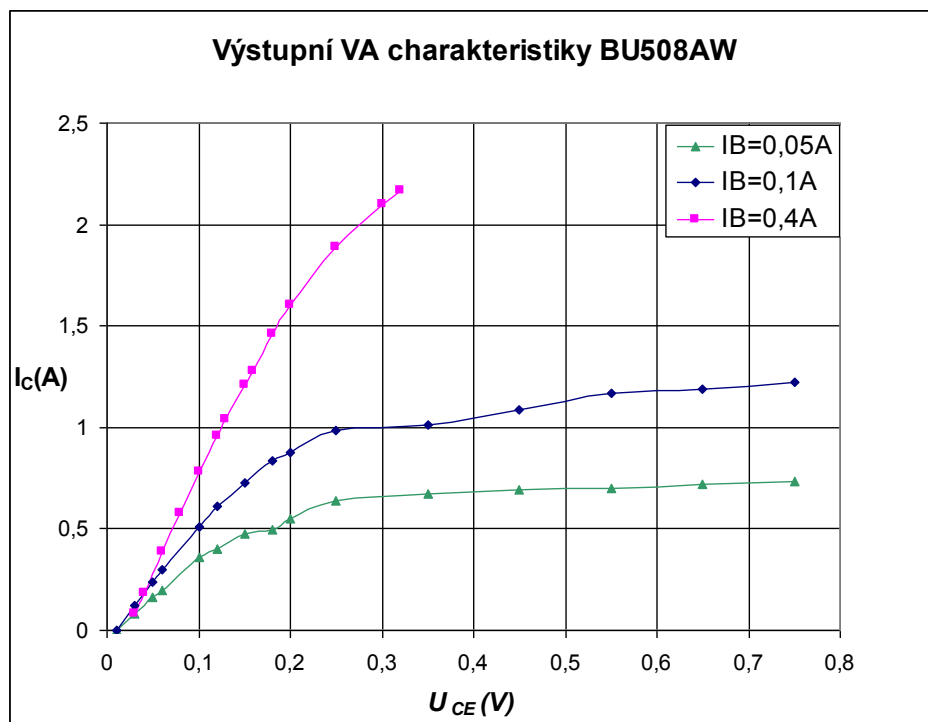
Postup měření výstupních VA charakteristik:

Stanoviště se zapojí dle schématu na *Obr. 7.1.* Zdrojem U_1 se nastaví požadovaný proud báze proudovým omezením, tak aby po celou dobu byl konstantní. Napětí U_{BE} s růstem I_C , při daném zesílení h_{21E} narůstá, z těchto důvodů je vhodné, aby tranzistor byl buzen ze zdroje proudu. Při malých hodnotách proudu I_B bylo nutné udržovat konstantní hodnotu proudu i za pomoci regulace výstupního napětí, neboť proudová regulace zdroje U_1 je schopná držet konstantní proud až od

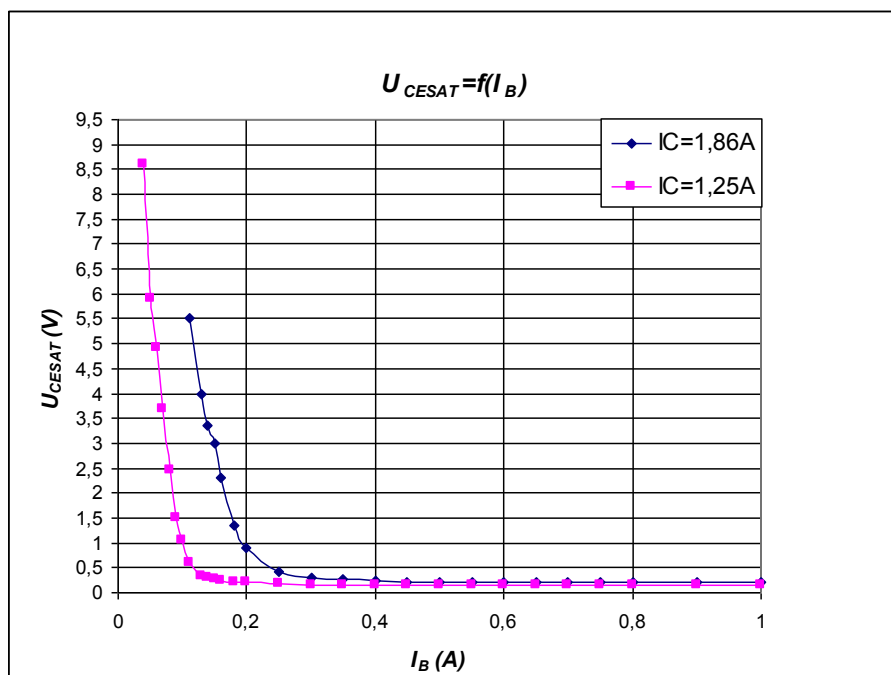
hodnoty 0,2A. Regulovatelným zdrojem U_2 se následně zvyšuje napětí a odečítají se z měřících přístrojů hodnoty kolektorového proudu I_C a napětí U_{CE} . Zdroj U_2 , který byl k dispozici, je možné regulovat v napětovém rozsahu 0-60V. Jakmile jsou změřeny hodnoty napětí a proudu v celém tomto rozsahu, změní se hodnota proudu báze a celé měření se opakuje. Naměřené výstupní VA charakteristiky jsou uvedeny na Obr.7.2..

Postup měření závislosti saturačního napětí na proudu báze:

Schéma zapojení je stejné jako v předešlém případě. Napětí na zdroji U_2 se nastaví na maximální možnou hodnotu. Regulací proudu na zdroji U_1 se uvede výkonový tranzistor do saturace. Zapiše se hodnota proudu I_C , při které je měření prováděno. Následně se snižuje proud báze a zároveň se zaznamenávají z měřících přístrojů příslušné hodnoty proudu I_B a napětí U_{CE} . Jakmile ztrátový výkon na tranzistoru dosáhne přibližně 10W měření se ukončí. Měření se provede alespoň pro dvě hodnoty proudu I_C , který lze nastavit změnou napětí zdroje U_2 nebo změnou hodnoty odporu zátěže R_Z . Vynesená závislost $U_{CESAT}=f(I_B)$ je na Obr. 7.3..

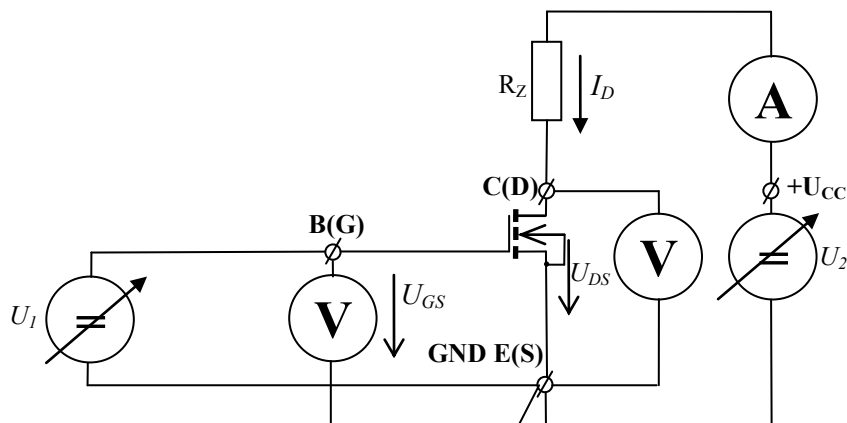


Obr.7.2. Výstupní VA charakteristiky BU508AW

Obr. 7.3.. Závislost $U_{CESat}=f(I_B)$ tranzistoru BU508AW

7.1.2. Měření statických parametrů MOSFET tranzistoru

Měření bylo zaměřeno na výstupní VA charakteristiky a závislosti odporu v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$ na napětí U_{GS} MOSFET tranzistoru IRF740. Schéma zapojení stanoviště je na Obr. 7.4.

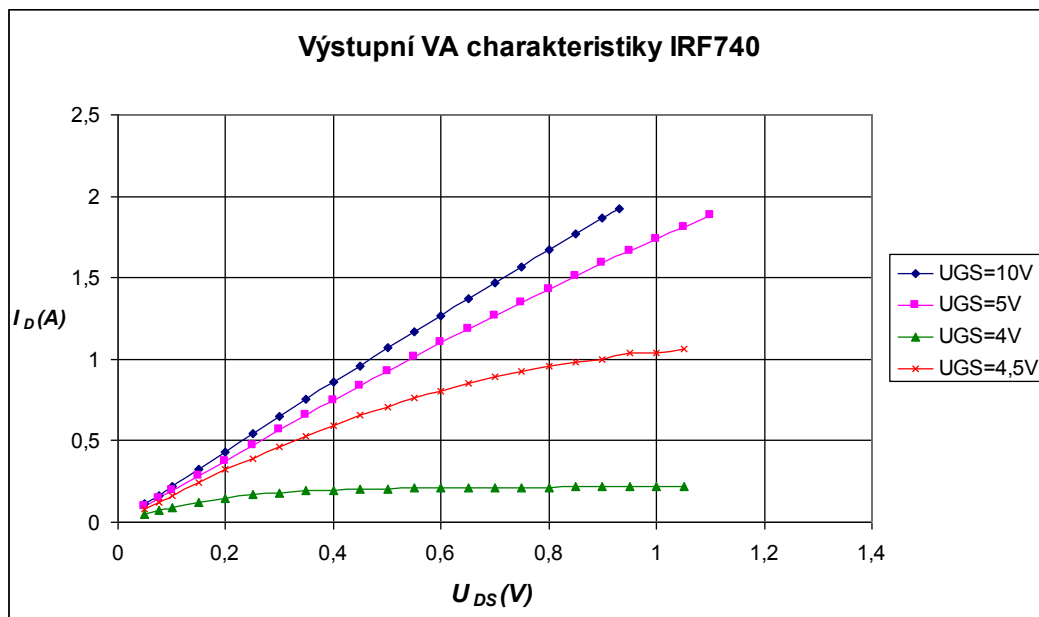


Obr. 7.4. Schéma zapojení stanoviště pro měření statických parametrů MOSFET tranzistoru

Postup měření výstupních VA charakteristik:

Stanoviště se zapojí dle schématu na Obr. 7.5. Regulovatelným zdrojem U_1 se nastaví požadované napětí na řídicí elektrodě U_{GS} , které musí být po celou dobu měření jednotlivých charakteristik konstantní. Regulovatelným zdrojem U_2 se následně zvyšuje napětí a odečítají se z měřicích přístrojů hodnoty proudu I_D a napětí U_{DS} . Jakmile jsou změřeny hodnoty napětí a proudu v celém možném rozsahu, změní se hodnota U_{GS} a celé měření se opakuje pro minimálně tři různé hodnoty U_{GS} . Pro názornost naměřených charakteristik je důležité vhodně volit napětí na řídicí

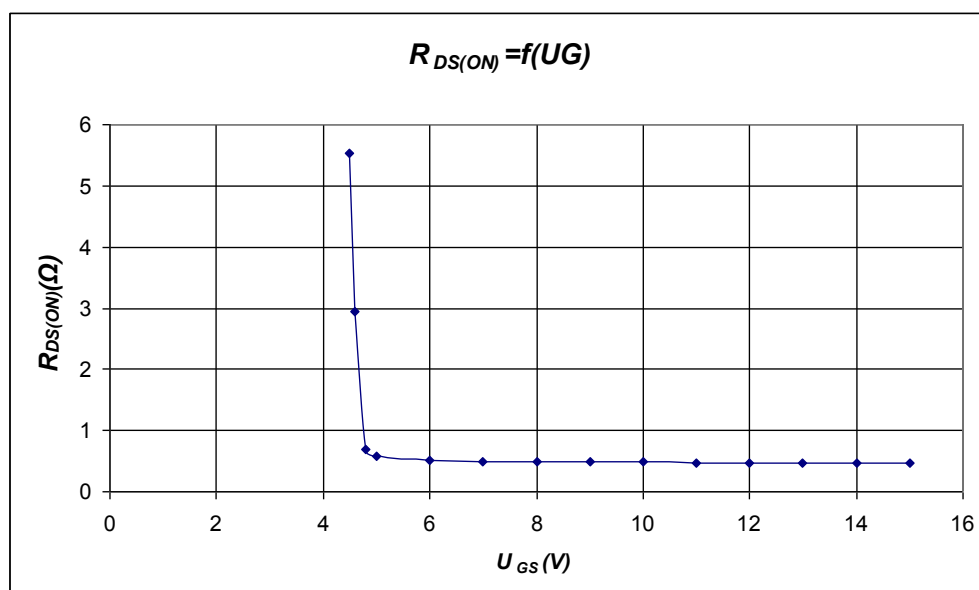
elektrodě. První měření by mělo být blízké hodnotě $U_{GS(th)}$. Naměřené výstupní VA charakteristiky jsou uvedeny na Obr.7.3..



Obr.7.5. Výstupní VA charakteristiky IRF740

Postup měření závislosti $R_{DS(on)}$ na napětí U_{GS} :

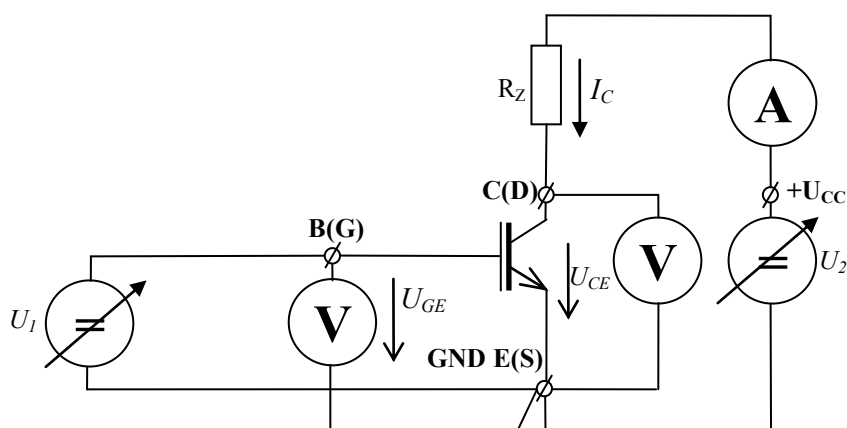
Stanoviště zůstane zapojeno stejně jako v případě měření výstupních VA charakteristik. Zdroj napětí U_2 se nastaví na maximální hodnotu regulačního rozsahu. Zdrojem U_1 se nastaví tak, aby byl MOSFET plně otevřen, nesmí se však překročit maximální dovolené napětí přivedené na řídicí elektrodu. Zapiše se hodnota proudu I_D , která musí zůstat po celou dobu měření konstantní. Následně se snižuje hodnota napětí přiváděného na řídicí elektrodu U_{GS} . S každou změnou se zapiše hodnota U_{GS} a U_{DS} . Měření se ukončí, když ztrátový výkon na tranzistoru dosáhne přibližně 10W. Z naměřených hodnot se následně vypočítá hodnota odporu v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$. Závislost $R_{DS(on)}=f(U_{GS})$ vynesena na Obr. 7.6 .



Obr. 7.6..Závislost $R_{DS(on)}=f(U_{GS})$ tranzistoru IRF740

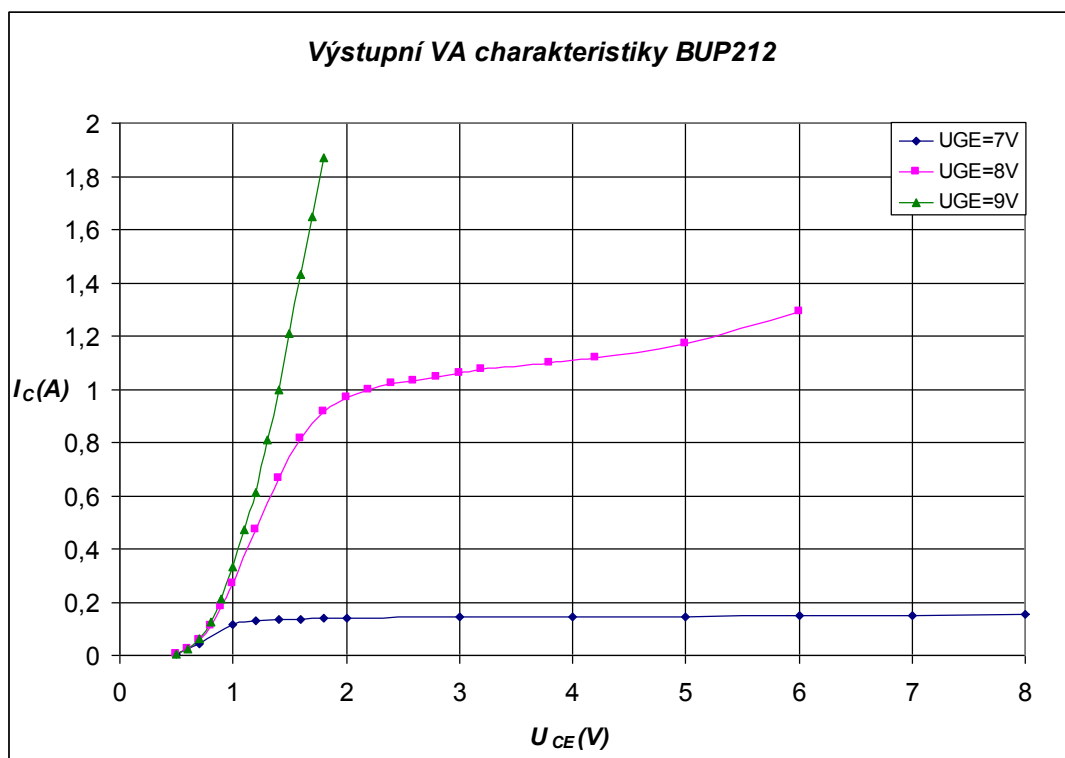
7.1.3. Měření statických parametrů IGBT tranzistoru

Měření statických parametrů IGBT tranzistorů je zaměřeno na výstupní VA charakteristiky a závislosti saturačního napětí U_{CESAT} na napětí U_{GE} přiváděné na řídicí elektrodu G. Schéma zapojení stanoviště je uvedeno na Obr.7.7.. Postup měření výstupních charakteristik je shodný s postupem uvedeným u tranzistoru MOSFET s tím rozdílem, že jsou jinak indexovány odečítané hodnoty napětí a proudu. Výstupní VA charakteristiky změřené na IGBT tranzistoru BU212 jsou na Obr. 7.8.

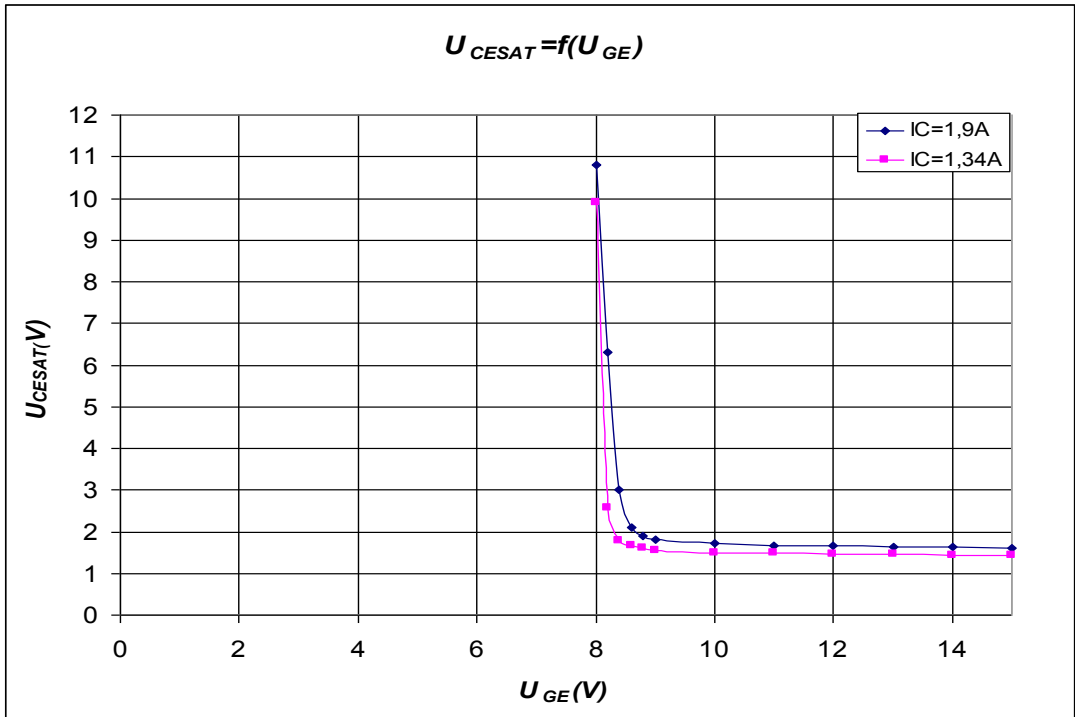


Obr. 7.7. Schéma zapojení stanoviště pro měření statických parametrů IGBT tranzistoru

Rovněž postup měření závislosti $U_{CESAT}=f(U_{GS})$ je obdobný jako měření odporu v sepnutém stavu MOSFET tranzistoru s tím, že dostáváme přímo výsledky a není potřeba dopočítávat některou z hodnot. Závislost saturačního napětí je vidět na Obr. 7.9..

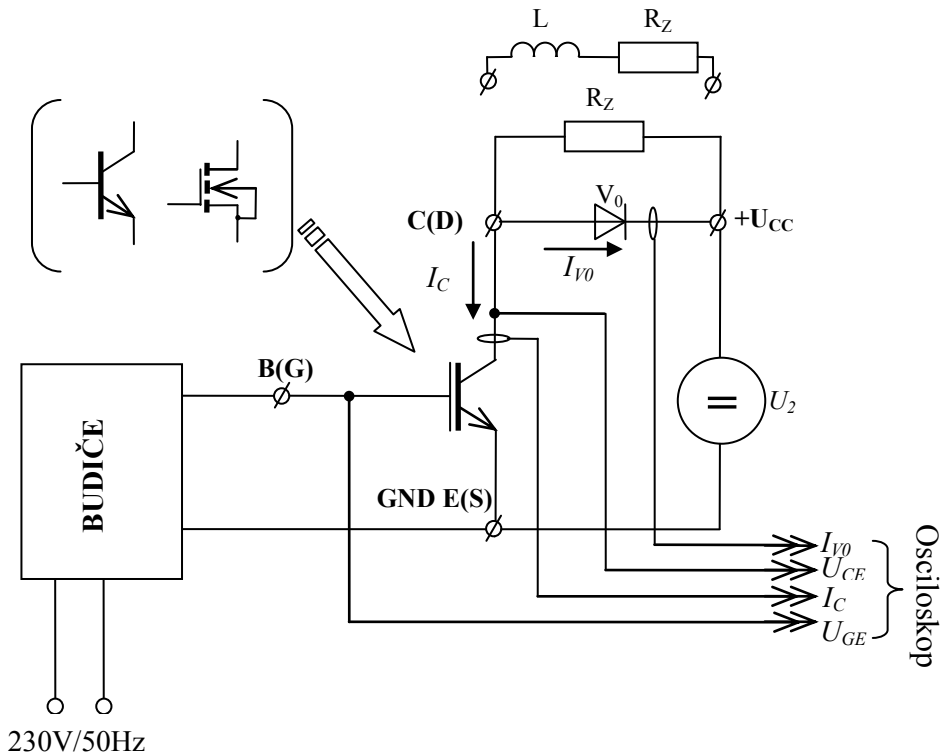


Obr.7.8. Výstupní VA charakteristiky BUP212



Obr. 7.9.. Závislost $U_{CESATi}=f(U_{GE})$ tranzistoru BUP212

7.2. Měření dynamických parametrů



Obr. 7.10. Schéma zapojení stanoviště pro měření dynamických parametrů

Dynamické parametry jednotlivých typů tranzistorů a nulových diod, které byly měřeny v rámci kontrolního měření, jsou definovány v *kap. 2 až 5*. Měřicí stanoviště se zapojí dle schématu uvedeném na *Obr. 7.10.*. Toto zapojení zůstává pro všechny typy tranzistorů stejné, přičemž

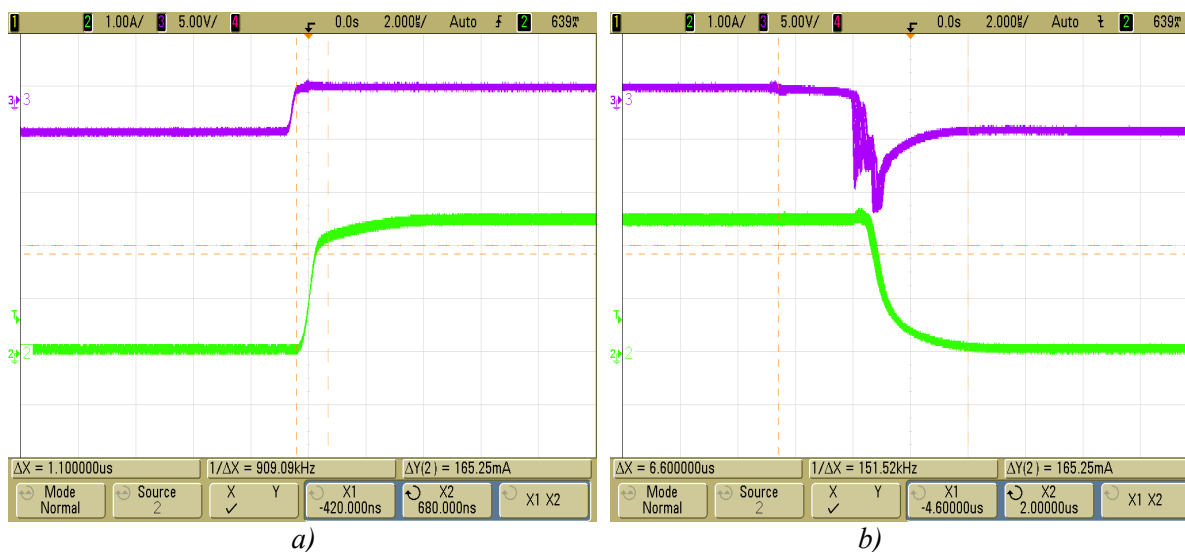
snadnou výměnu tranzistoru za jiný typ, umožňuje pružinová svorkovnice. Měření bylo provedeno vždy pro R a RL zátěž, jak je ve schématu naznačeno.

7.2.1. Měření dynamických parametrů bipolárního tranzistoru

Postup měření:

Stanoviště se zapojí dle schématu na *Obr. 7.10*. (IGBT tranzistor nakreslen ve schématu se nahradí bipolárním tranzistorem) nejprve pro R zátěž. Na čelním panelu budičů se přepínač pro výběr generátoru přepne do polohy INT.gen. 1,2kHz (pokud uživatel nechce měřit při jiné spínací frekvenci). Druhý přepínač musí být v poloze BJT. Při takto nastavených ovládacích prvcích bude bipolární tranzistor spínán proudem $I_B = 0,8A$. Zapne se napájení budiče a následně zdroj U_2 . Z definice zapínací a vypínací doby bipolárního tranzistoru plyne, že je nutné zobrazit průběh proudu I_B a I_C . Pokud je dostupná jen jedna proudová sonda je potřeba zobrazit nejprve průběh proudu báze I_B a napětí U_{BE} . Odměří se z takto zobrazeného průběhu, jak odpovídá náběžná a sestupná hrana proudu I_B průběhu napětí U_{BE} a v dalším měření se bude vycházet z průběhu napětí na bázi.

Na *Obr. 7.11.a* a *Obr. 7.11.b* je zobrazen průběh zapínacího a vypínacího procesu tranzistoru BU508AW při R zátěži. Nastavené rozsahy jsou uvedeny v horní části obrázků, v dolní části pod označením ΔX je vidět zapínací, respektive vypínací, doba. Všechny ostatní naměřené průběhy jsou uvedeny v protokolu o měření v *Příloze č.3*.



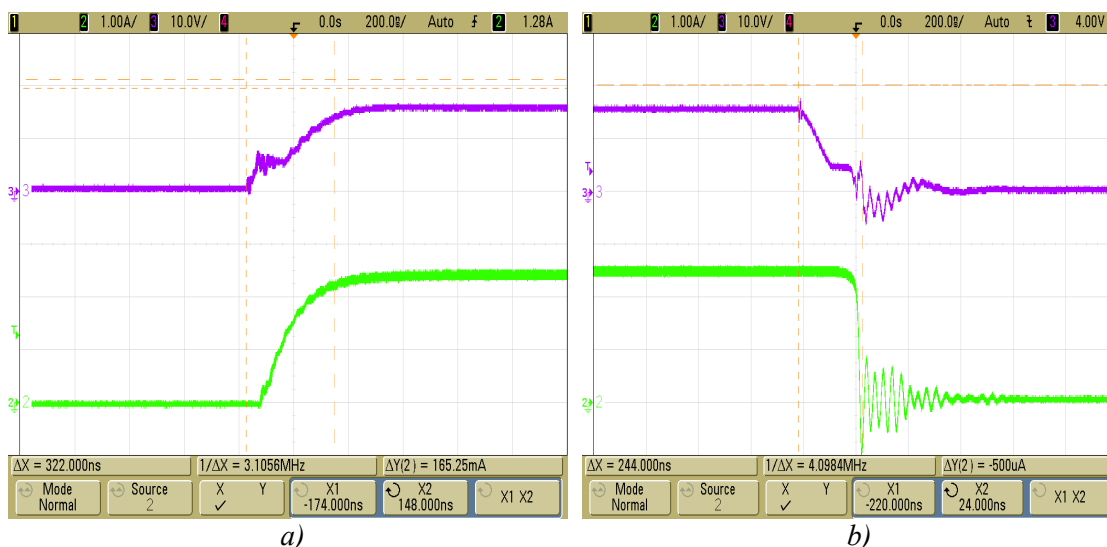
Obr. 7.11. Průběh napětí U_{BE} (fialově) a proudu I_C (zeleně):
a) zapínání tranzistoru, b) vypínání tranzistoru

7.2.2. Měření dynamických parametrů MOSFET tranzistoru

Postup měření zapínací a vypínací doby:

Ovládací prvky se nastaví do následujících poloh. Výběr generátoru je ponechán na uživateli. Přepínač pro výběr tranzistoru se uvede do polohy MOSFET/IGBT. Otočným přepínačem se zvolí vhodná hodnota odporu R_G . Zapne se napájení budiče a následně zdroj U_2 . Zobrazí se na osciloskopu průběh napětí U_{GS} a proudu I_D a odečtou se všechny požadované hodnoty. Zapínací a vypínací průběh při R zátěži je vidět na *Obr. 7.12*. Stejný postup měření se provede pro RL zátěž.

Nastavené rozsahy jsou uvedeny v horní části obrázků, v dolní části pod označením ΔX je vidět zapínací respektive vypínací doba.



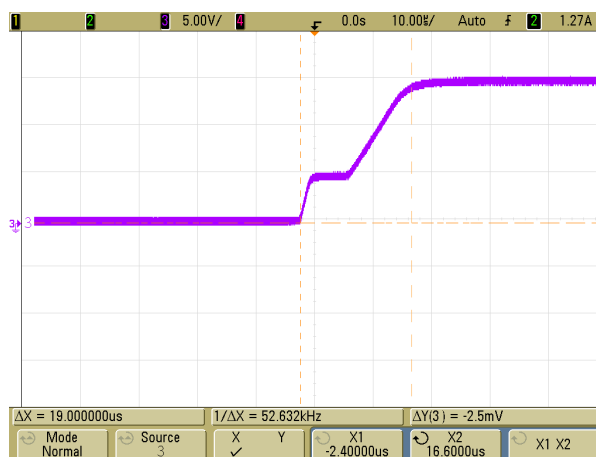
Obr. 7.12. Průběh napětí U_{GS} (fialově) a proudu I_D (zeleně):
 a) zapínání tranzistoru, b) vypínání tranzistoru

Postup měření při určení velikosti náboje řídicí elektrody:

Řídicí elektroda se musí připojit na výstup z budičů označený $I_G = \text{konst.} = 3\text{mA}$. Přepínač výběru tranzistoru zůstává v poloze MOSFET/IGBT. Otočný přepínač se uvede do šesté polohy, jinak zapojení zůstává stejné tak, jak je uvedeno na Obr.7.10. . Na osciloskopu se zobrazí průběh napětí U_{GS} a pomocí kurzoru se odečte doba od počátku nárůstu napětí, až do ustálené hodnoty. V tento okamžik je vstupní kapacita MOSFET tranzistoru plně nabitá. Nabíjení probíhalo konstantním proudem, jehož hodnota činí 3mA. Náboj řídicí elektrody Q_G se následně vypočítá ze vztahu (7.1.) Měření se provádí při R zátěži.

$$Q_G = I_G \cdot t \quad [C; A, s] \quad (7.1.)$$

Průběh napětí U_{GS} při měření náboje řídicí elektrody je vidět na Obr. 7.13.. Nastavený rozsah je uveden v horní části obrázků, v dolní části pod označením ΔX je vidět doba nabíjení vstupní kapacity.



Obr. 7.13. Průběh napětí na řídicí elektrodě

7.2.3. Měření dynamických parametrů IGBT tranzistoru

Měření je naprosto identické s měřením parametrů tranzistoru MOSFET i co se týče postupu měření náboje řídící elektrody. Veškeré naměřené průběhy jsou uvedeny v protokolu o měření v Příloze č.3..

7.2.4. Měření dynamických parametrů nulové diody

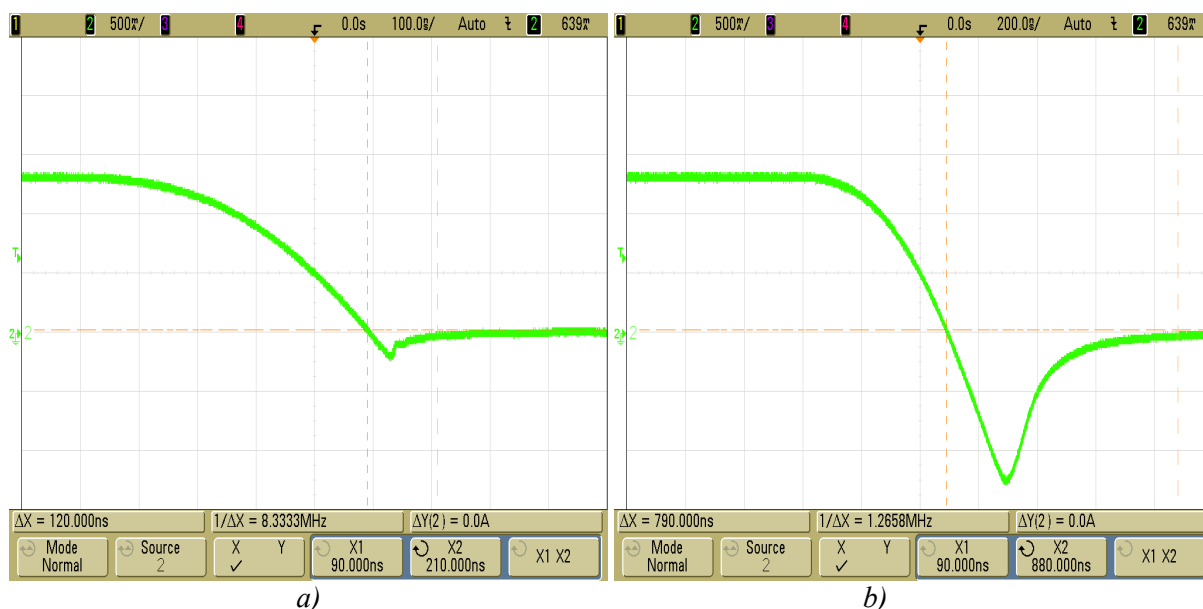
Při měření dynamických parametrů jednoho z tranzistorů, lze využít možnosti připojení proudové sondy do obvodu nulové diody a zobrazit si tak průběh proudu touto diodou. Z naměřeného průběhu lze následně odečíst doba zotavení t_{rr} a s následnými zjednodušujícími úvahami vypočítat přibližnou hodnotu závěrného zotavovacího náboje Q_{rr} . Náboj je roven obsahu plochy pod křivkou. Vzhledem ke tvaru (průběhu) lze s určitým zjednodušením obsah plochy určit pomocí vzorce, který je dán pro výpočet obsahu trojúhelníku (7.2.) [9].

$$S = \frac{a \cdot v_a}{2} \quad [m^2; m, m] \quad (7.2.)$$

,kde a - délka základny, v_a - výška kolmá k základně.

Za délku základny se dosadí čas t_{rr} a za výšku maximální hodnota závěrného zotavovacího proudu I_{rr} . Pak závěrný zotavovací náboj je dán vztahem (7.3).

$$Q_{rr} = \frac{t_{rr} \cdot I_{rr}}{2} \quad [C; s, A] \quad (7.3.)$$



a) b)
Obr. 7.12. Průběh proudu I_{V0} při vypínání nulové diody:
a) dioda BYV29, b) dioda BY329

Průběhy vypínání dvou různých typů diod (BYV29, BY329) jsou na Obr. 7.14. Nastavené rozsahy jsou uvedeny v horní části obrázků, v dolní části pod označením ΔX je vidět doba zotavení t_{rr} .

8. Závěr

V rámci realizační části této diplomové práce byly vytvořeny dvě identická laboratorní stanoviště pro měření statických a dynamických parametrů výkonových spínacích tranzistorů. Požadavkem byla kompaktnost stanoviště, snadná manipulace a jednoduchost výměny měřených tranzistorů za jiný typ bez použití dílenského nářadí. Označení výkonových tranzistorů je třeba brát s ohledem na možnosti školních laboratoří, co se týče potřebných zdrojů a bezpečnost při samotném měření, s rezervou. Je zcela jasné, že ve školních laboratořích nebudou měřeny špičkové výkonové spínací tranzistory, které jsou schopny pracovat s proudem v jednotkách kiloampér a napětím v jednotkách kilovoltů. Zkonstruované stanoviště pro účely předmětu výkonových spínacích prvků je pro nastínění problematiky, pochopení a zobrazení statických a dynamických parametrů dostačující i s takovými parametry, pro které bylo navrženo. Při samotném návrhu stanoviště byl kladen důraz na jednoduchost a snadnou manipulaci. Po samotném návrhu a kompletaci obou stanovišť byla funkce ověřena kontrolním měřením. Zároveň byla tímto ověřená snadná obsluha a jednoduchost výměny tranzistorů.

V teoretické části této práce byly podrobně rozebrány statické a dynamické parametry bipolárních, MOSFET a IGBT tranzistorů a jejich způsobu určování, či měření. Kapitoly byly uvedeny zjednodušeným popisem samotných struktur a principů funkce pro pochopení problematiky a pochodů v tranzistorech, hlavně při dynamických činnostech.

Z hlediska dalšího vývoje stanoviště je třeba zvážit možnosti dostupných regulovaných zdrojů. Zejména pak pro měření výstupních VA charakteristik, které nebylo možné u předložených tranzistorů změřit v celém pracovním rozsahu. V případě dodání regulovatelných zdrojů s větším rozsahem, by bylo vhodné upravit výkonovou část realizovaného stanoviště, která byla dimenzována na momentálně dostupné zdroje a k tomu odpovídající zatížení.

Seznam použité literatury:

- [1] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika Svazek I*. PLZEN: 1994
- [2] STENGL, Jens Peer. TIHANYI, Jenő, translation: HUMLHANS, Jan. *Výkonové tranzistory MOSFET*. 1. vydání. PRAHA: 1999. BEN-Technická literatura. ISBN 80-86056-54-6
- [3] CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I*, 1. vydání. OSTRAVA: 2007. Editační středisko VŠB-TUO. ISBN 978-80-248-1485-8
- [4] BENDA, Vítězslav. *Výkonové polovodičové součástky*. PRAHA: 1993. Vydavatelství ČVUT. ISBN 80-01-01140-2
- [5] ČKD POWER ELECTRONICS. *akciová společnost*. [cit. 2011-15-04]
<<http://www.ckdpoel.cz/products.php/46>>
- [6] DATASHEET CATALOG COM. [online]. © 2011 [cit. 2011-10-03]
<<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXvzqv.pdf>>
- [7] DATASHEET CATALOG COM. [online]. © 2011 [cit. 2011-10-03]
<<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXwqrz.pdf>>
- [8] GM ELECTRONIC, prodejce elektronických součástek [online]. © 2011 [cit. 2011-21-04]
<<http://www.gme.cz/cz/v4330k-p620-018.html>>
- [9] MIKULČÁK, Jiří. KLIMEŠ, Bohdan. ŠIROKÝ, Jaromír. ŠULA, Václav. ZEMÁNEK, František. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky*. PRAHA: 1988. Státní pedagogické nakladatelství.

Seznam příloh:

- Příloha č. 1.** Osazovací výkres desky plošných spojů výkonové části. Výkres ze strany plošných spojů.
- Příloha č. 2.** Osazovací výkres desky plošných spojů řídicí části a napájecího zdroje. Výkres ze strany plošných spojů.
- Příloha č. 3.** Protokol kontrolního měření statických a dynamických parametrů výkonových spínacích tranzistorů na realizovaném laboratorním stanovišti.
- Příloha č. 4.** Seznam použitých součástek jednoho stanoviště.